

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Магнитогорский государственный технический университет им. Г.И. Носова»
(ФГБОУ ВО «МГТУ им. Г.И.Носова»)

УДК 62-83-52

№ гос. регистрации 117042710055-9

Инв.

УТВЕРЖДАЮ:
Проректор по научной и инновационной
работе, доктор техн. наук, профессор


Тулупов О.Н.
12 2019

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ОТЧЕТ (заключительный)

по годовому этапу проекта № 2017-04ГЗ в рамках базовой
части государственного задания в сфере научной деятельности
по Заданию № 8.8900.2017/8БЧ за 2019 год
по теме:

РАЗРАБОТКА КОМПЛЕКСА НАУЧНО-ОБОСНОВАННЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ
РЕШЕНИЙ, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ ПОВЫШЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ
ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПРОКАТНОГО
ПРОИЗВОДСТВА НА ОСНОВЕ СОЗДАНИЯ НОВЫХ МЕТОДИК СИНТЕЗА
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

Руководитель проекта
канд. техн. наук, доцент


30.12.2019 Храмшин Т.Р.
подпись, дата

Магнитогорск 2019

СПИСОК ИСПОЛНИТЕЛЕЙ

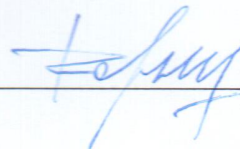
Научный руководитель:

вед. науч. сотр., канд. техн. наук, доцент

 Т.Р. Храмшин

Ответственный исполнитель:

гл. науч. сотр., д-р. техн. наук, проф.

 Г.П. Корнилов

Исполнители:

вед. науч. сотр., канд. техн. наук, доцент

 С.М. Андреев

вед. науч. сотр., канд. техн. наук, доцент

 Р.Р. Храмшин

инж-исслед., канд. техн. наук, ст. препод.

 И.Р. Абдулвелеев

РЕФЕРАТ

Отчет: 143 стр., 63 рис., 6 табл., 63 библиогр. источников

Ключевые слова: частотно-регулируемый синхронный электропривод, устойчивость, несимметричные провалы напряжения, релейно-векторная модуляция, система автоматического управления непрерывным станом холодной прокатки, методика синтеза регуляторов, таблица переключений

Высоковольтные преобразователи частоты, выполненные по симметричному принципу «активный выпрямитель – инвертор» на базе трехуровневых схем со средней точкой, нашли широкое применение для построения современных электроприводов непрерывных станов холодной прокатки. Актуальной проблемой для данного класса электроприводов является повышение их устойчивости к возмущениям со стороны системы электроснабжения. Для решения поставленной задачи в рамках заключительного этапа был выполнен следующий комплекс исследований. Разработано развернутое математическое описание структуры электропривода, включающее в себя следующие элементы: питающая сеть – активный выпрямитель – инвертор – синхронный двигатель. Особенностью исполнения преобразовательных трансформаторов является последовательное соединение их первичных обмоток. При моделировании активного выпрямителя учтена его трехуровневая структура и возможность работы в широтно-импульсном и диодном режимах. Описание инвертора напряжения включает пространственно-векторный способ модуляции, модель синхронного двигателя выполнена во вращающейся системе координат и учитывает влияние демпферных обмоток ротора. При моделировании межклетевых натяжений стана холодной прокатки учтено влияние натяжения на опережение металла и усилие прокатки. Выполнена разработка новых способов управления, повышающих устойчивость электропривода и технологического процесса прокатки. Разработана система автоматического управления непрерывным станом холодной прокатки, отличительной особенностью которой является поэтапное восстановление работы электропривода после провала напряжения. Предложена релейно-векторная система управления активными выпрямителями в составе высоковольтного преобразователя частоты с последовательным соединением первичных обмоток преобразовательных трансформаторов. Разработана методика синтеза таблицы переключений базовых векторов напряжения. Разработано устройство динамического восстановления провалов напряжения, которое позволяет сохранить требуемый уровень напряжения на секции при несимметричных провалах напряжения в сети. Разработано несколько способов сохранения устойчивости частотно-регулируемых электроприводов с диодными выпрямителями при провалах напряжения. Выполнен комплекс теоретических исследований влияния несимметричных провалов напряжения питающей сети на устойчивость электроприводов прокатного стана. Показана высокая эффективность разработанной методики синтеза системы векторного управления активным выпрямителем с предупредлением по полному сетевому напряжению, а также релейно-векторного закона управления выпрямителем. Установлено, что разработанные научно-технические решения целесообразно использовать для повышения устойчивости электроприводов на подобном агрегате прокатного производства – непрерывном стане горячей прокатки.

СОДЕРЖАНИЕ

1. Разработка и реализация полной структуры электропривода «питающая сеть – активный выпрямитель – инвертор – синхронный двигатель»	6
1.1. Математическое описание питающей сети	6
1.2. Разработка и описание модели активного выпрямителя	16
1.2.1. Описание модели активного выпрямителя как объекта управления	16
1.2.2. Система векторного управления активным выпрямителем ..	23
1.3. Разработка модели инвертора	25
1.4. Математическая модель синхронного двигателя	31
1.4.1 Система векторного управления частотно-регулируемым синхронным электроприводом	36
1.5. Математическое описание физических процессов, связанных с созданием и поддержанием натяжения полосы в межклетьевых промежутках стана холодной прокатки	39
Выводы	47
2. Разработка новых способов управления, повышающих устойчивость электропривода и технологического процесса прокатки	49
2.1. Система автоматического управления непрерывного широкополосного стана холодной прокатки	49
2.2. Релейно-векторная система управления активным выпрямителем в составе высоковольтного преобразователя частоты	54
2.3. Устройство управления трехфазным активным выпрямителем напряжения	75
2.4. Устройство динамического восстановления провалов напряжения для ответственного потребителя электрической энергии	81
2.5. Система управления режимом напряжений в распределительной электрической сети	87
2.6. Преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов	95
2.7. Высоковольтный преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов	101
2.8. Преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов (второй вариант исполнения).....	105

2.9. Преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов (третий вариант исполнения)	108
Выводы	112
3. Теоретические исследования влияния несимметричных провалов напряжения питающей сети на устойчивость электроприводов прокатного стана	114
3.1. Исследования работы активного выпрямителя с усовершенствованной системой векторного управления при провалах напряжения	116
3.2. Исследования работы активного выпрямителя с системой релейно-векторного управления при провалах напряжения	122
Выводы	129
4. Развитие результатов научных исследований применительно к подобным агрегатам прокатного производства с непрерывным технологическим циклом	131
Выводы	135
Заключение	136
Список используемой литературы	138

1. Разработка и реализация полной структуры электропривода «питающая сеть – активный выпрямитель – инвертор – синхронный двигатель»

Для исследования устойчивости частотно-регулируемых электроприводов стана холодной прокатки при провалах напряжения питающей сети необходима разработка комплексной математической модели, включающей следующие элементы: питающую сеть, активный выпрямитель, инвертор и синхронный двигатель. Присоединение преобразователя частоты к трехфазному источнику осуществляется через два трансформатора, математическое описание которых представляет питающую сеть. Звено постоянного тока является общим для активного выпрямителя и инвертора, при рассмотрении работы выпрямителя инвертор может быть представлен источником тока, а при описании инвертора – выпрямитель представляется источником напряжения.

1.1 Математическое описание питающей сети

Электрический привод клетки состоит из синхронного двигателя, двух преобразователей частоты и двух согласующих трансформаторов (рис. 1.1). Преобразователи частоты подключены к сети с помощью двух трансформаторов (Tr1 и Tr2), соединенных по двенадцатипульсной схеме [1, 2]. Первичные обмотки трансформаторов соединены последовательно, а вторичные обмотки соединены в звезду (Y) и треугольник (Δ). Использование двенадцатипульсной схемы с последовательным соединением первичных обмоток обеспечивает наличие в токе трансформаторов и в напряжении на шинах общего присоединения только гармоник порядка $12n \pm 1$, где $n=1, 2, 3, 4 \dots$ - ряд натуральных чисел.

Преобразователи частоты выполнены на IGCT тиристорах и имеют одинаковую структуру активного выпрямителя (АВ) и автономного инвертора напряжения (АИН). Звено постоянного тока является общим для двух преобразователей и имеет три уровня напряжений, что также позволяет улучшить электромагнитную совместимость преобразователя с питающей сетью [3-6]. Выходные зажимы АИН соединены с синхронным двигателем (СД) через развязывающие дроссели. При создании математической модели трансформаторов (рис. 1.2) автономный инвертор напряжения и синхронный двигатель не рассматриваются, и учитываются в виде источника тока в звене постоянного тока.

Для создания математической модели трансформаторов рассмотрим три контура:

-первичный контур трансформаторов, включающий в себя ЭДС источников сети и первичные обмотки первого и второго трансформаторов;

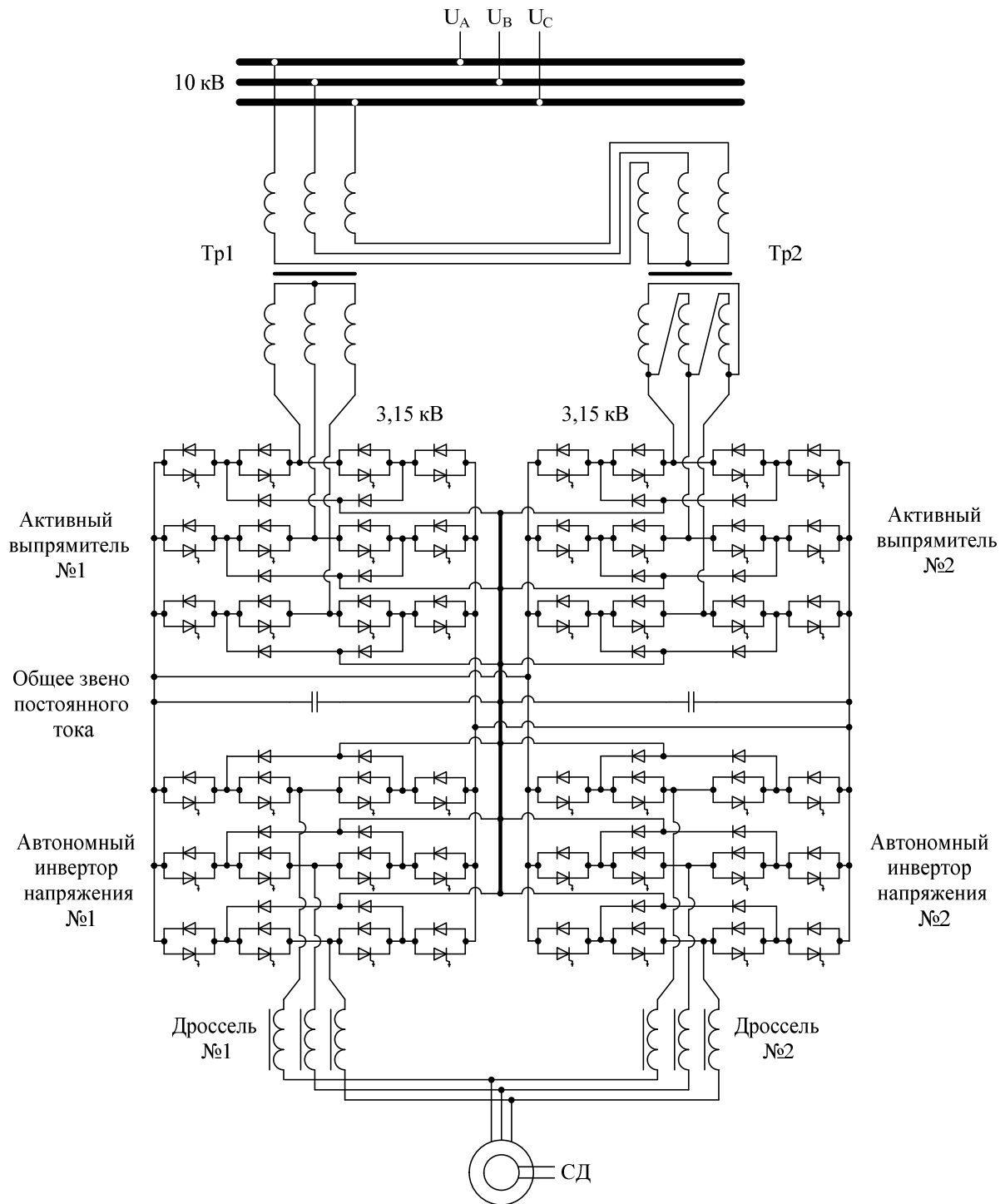


Рис. 1.1 - Силовая схема главного привода клетки стана 2000

-вторичный контур первого трансформатора, включающий в себя ЭДС первого выпрямителя (AB_1) и вторичную обмотку трансформатора;

-вторичный контур второго трансформатора, включающий в себя ЭДС второго выпрямителя (AB_2) и вторичную обмотку трансформатора.

Схема замещения первичного контура трансформаторов (рис. 1.3) включает в себя ЭДС источников e_{AB} , e_{BC} , эквивалентное сопротивление сети в виде активного сопротивления R_s и индуктивности L_s . Трансформаторы представле-

ны в виде эквивалентного активного сопротивления первичных обмоток R_{11} , R_{12} , а также ЭДС рассеяния первичных обмоток трансформаторов $e_{\sigma 11}$, $e_{\sigma 12}$ и ЭДС намагничивания e_{M11} , e_{M12} . Здесь и далее в обозначениях активных сопротивлений, индуктивностей и ЭДС трансформаторов первая цифра в индексе обозначает номер обмотки трансформаторов (1 – первичная, 2 – вторичная), а вторая – номер трансформатора.

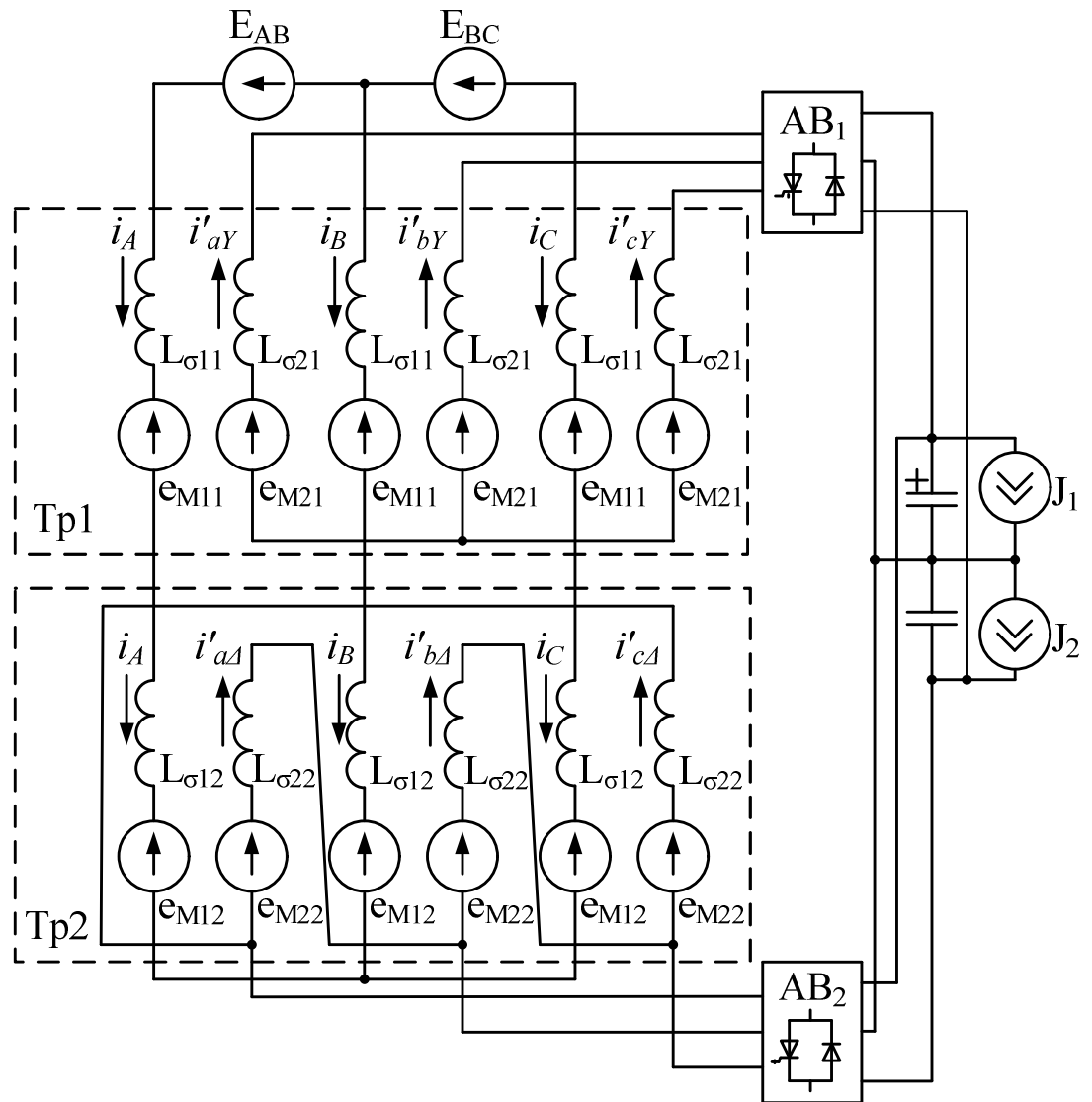


Рис. 1.2 - Схема включения трансформаторов активного выпрямителя на модели

Согласно второму закону Кирхгофа для контура, содержащего фазы А и В, схемы рис. 1.3:

$$\frac{d\Psi_{AB}}{dt} + i_A \cdot R_{\Sigma} - i_B \cdot R_{\Sigma} = e_{AB}, \quad (1.1)$$

где $R_{\Sigma} = R_{11} + R_{12} + R_S$; R_{11}, R_{12} – активные сопротивления первичной обмотки первого и второго трансформаторов; R_S – эквивалентное сопротивление источника; i_A, i_B – мгновенные значения первичных токов трансформаторов.

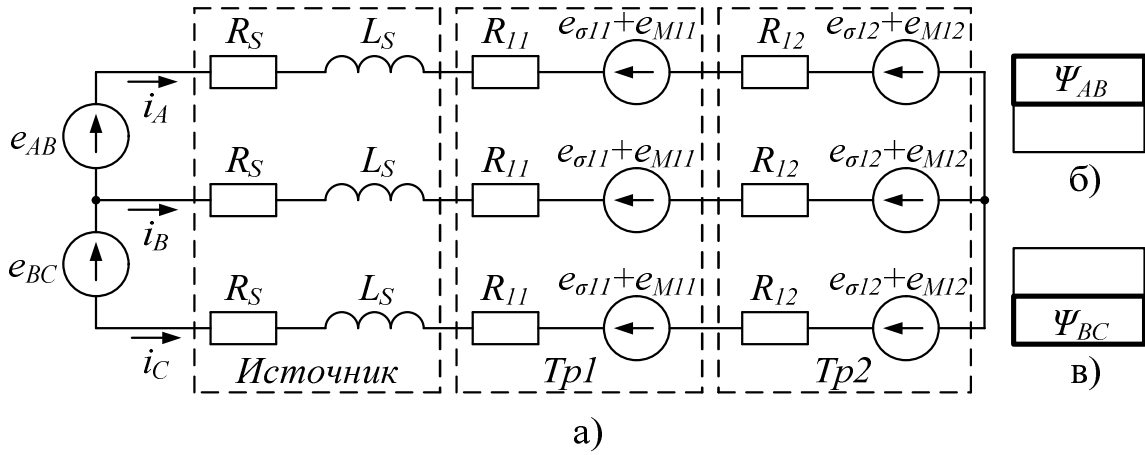


Рис. 1.3 - Схема замещения первичных обмоток трансформаторов для мгновенных значений токов и ЭДС (а) и их графы для составления уравнений по второму закону Кирхгофа (б) и (в)

Выражение производной полного потокосцепления, записанное в операторном виде, для графа рис. 1.3б имеет вид:

$$p\Psi_{AB} = e_{\sigma 11A} + e_{M11A} + e_{\sigma 12A} + e_{M12A} + pi_A \cdot L_S - [e_{\sigma 11B} + e_{M11B} + e_{\sigma 12B} + e_{M12B} + pi_B \cdot L_S].$$

В данном уравнении ЭДС рассеяния первичных обмоток трансформаторов $e_{\sigma 11}, e_{\sigma 12}$ обусловлены протеканием первичных токов трансформаторов по эквивалентной индуктивности рассеяния первичных обмоток. ЭДС намагничивания e_{M11}, e_{M12} вызваны протеканием первичных токов и приведенных вторичных токов по эквивалентной индуктивности намагничивания первичной обмотки. С учетом сказанного, уравнение примет вид:

$$\begin{aligned} p\Psi_{AB} &= pi_A \cdot L_{\sigma 11} + p(i_A - i'_{aY}) \cdot L_{M11} + pi_A \cdot L_{\sigma 12} + p(i_A - i'_{a\Delta}) \cdot L_{M12} + pi_A \cdot L_S - \\ &- [pi_B \cdot L_{\sigma 11} + p(i_B - i'_{bY}) \cdot L_{M11} + pi_B \cdot L_{\sigma 12} + p(i_B - i'_{b\Delta}) \cdot L_{M12} + pi_B \cdot L_S] = \\ &= pi_A \cdot (L_{\Sigma} + L_{M11} + L_{M12}) - pi_B \cdot (L_{\Sigma} + L_{M11} + L_{M12}) + \\ &- pi'_{aY} \cdot L_{M11} + pi'_{bY} \cdot L_{M11} - pi'_{a\Delta} \cdot L_{M12} + pi'_{b\Delta} \cdot L_{M12}, \end{aligned} \quad (1.2)$$

где $L_{\Sigma} = L_{\sigma 11} + L_{\sigma 12} + L_S$; $L_{\sigma 11}, L_{\sigma 12}$ – индуктивности рассеяния первичной обмотки первого и второго трансформаторов; L_S – эквивалентная индуктивность источника; L_{M11}, L_{M12} – индуктивности намагничивания первичной обмотки первого и второго трансформаторов; i'_{aY}, i'_{bY} – вторичные токи

первого трансформатора, приведенные к первичному напряжению; $i'_{a\Delta}$, $i'_{b\Delta}$ - вторичные токи второго трансформатора, приведенные к первичному напряжению.

Приведенные вторичные токи определяются выражением:

$$i'_2 = i_2 \cdot \frac{w_2}{w_1},$$

где w_1 и w_2 - число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Аналогичное уравнение согласно второму закону Кирхгофа для контура, содержащего фазы В и С, схемы рисунка 3.3 имеет вид:

$$\frac{d\Psi_{BC}}{dt} + i_B \cdot R_{\Sigma} - i_C \cdot R_{\Sigma} = e_{BC}. \quad (1.3)$$

Выражение производной полного потокосцепления, записанное в операторном виде, для графа рис. 1.3в имеет вид:

$$\begin{aligned} p\Psi_{BC} &= e_{\sigma 11B} + e_{M11B} + e_{\sigma 12B} + e_{M12B} + pi_B \cdot L_s - \\ &\quad - [e_{\sigma 11C} + e_{M11C} + e_{\sigma 12C} + e_{M12C} + pi_C \cdot L_s] = \\ &= pi_B \cdot L_{\sigma 11} + p(i_B - i'_{bY}) \cdot L_{M11} + pi_B \cdot L_{\sigma 12} + p(i_B - i'_{b\Delta}) \cdot L_{M12} + pi_B \cdot L_s - \\ &\quad - [pi_C \cdot L_{\sigma 11} + p(i_C - i'_{cY}) \cdot L_{M11} + pi_C \cdot L_{\sigma 12} + p(i_C - i'_{c\Delta}) \cdot L_{M12} + pi_C \cdot L_s] = \\ &= pi_B \cdot L_{\Sigma} + p(i_B - i'_{bY}) \cdot L_{M11} + p(i_B - i'_{b\Delta}) \cdot L_{M12} - \\ &\quad - [pi_C \cdot L_{\Sigma} + p(i_C - i'_{cY}) \cdot L_{M11} + p(i_C - i'_{c\Delta}) \cdot L_{M12}] = \\ &= p(i_B - i_C) \cdot L_{\Sigma} + p(i_B - i_C - i'_{bY} + i'_{cY}) \cdot L_{M11} + (i_B - i_C - i'_{b\Delta} + i'_{c\Delta}) \cdot L_{M12}. \end{aligned}$$

Выразим полученное выражение производной потокосцепления $p\Psi_{BC}$ в функции токов i_A , i_B , i'_{aY} , i'_{bY} , $i'_{a\Delta}$, $i'_{b\Delta}$.

Согласно первому закону Кирхгофа:

$$i_A + i_B + i_C = 0.$$

Тогда

$$i_B - i_C = i_A + 2 \cdot i_B.$$

Аналогичные уравнения справедливы для токов i'_{aY} , i'_{bY} , $i'_{a\Delta}$, $i'_{b\Delta}$. Отсюда следует:

$$\begin{aligned} \Psi_{BC} &= p(i_A + 2 \cdot i_B) \cdot L_{\Sigma} + \\ &+ p(i_A + 2 \cdot i_B - i'_{aY} - 2 \cdot i'_{bY}) \cdot L_{M11} + p(i_A + 2 \cdot i_B - i'_{a\Delta} - 2 \cdot i'_{b\Delta}) \cdot L_{M12} = \\ &= pi_A \cdot (L_{\Sigma} + L_{M11} + L_{M12}) + 2 \cdot pi_B \cdot (L_{\Sigma} + L_{M11} + L_{M12}) - \\ &\quad - pi'_{aY} \cdot L_{M11} - 2 \cdot pi'_{bY} \cdot L_{M11} - pi'_{a\Delta} \cdot L_{M12} - 2 \cdot pi'_{b\Delta} \cdot L_{M12}. \quad (1.4) \end{aligned}$$

Вторичный контур первого трансформатора, содержит ЭДС первого выпрямителя $e_{ПAB1}$, $e_{ПBC1}$ и вторичную обмотку первого трансформатора в виде активного сопротивления R_{21} , ЭДС рассеяния $e_{\sigma 21}$ и ЭДС намагничивания e_{M21} .

Согласно второму закону Кирхгофа для контура, содержащего фазы a и b , схемы рис. 1.4:

$$\frac{d\Psi_{ab}}{dt} + i_{aY} \cdot R_{1Y} - i_{bY} \cdot R_{1Y} = -e_{ПAB1}. \quad (1.5)$$

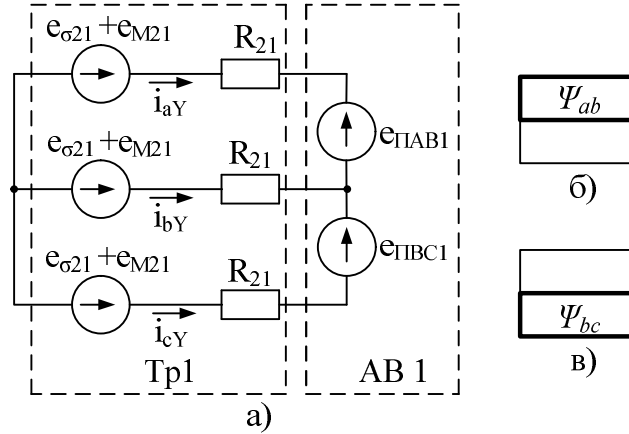


Рис. 1.4 - Схема замещения вторичного контура первого трансформатора (а) и его графы для составления уравнений по второму закону Кирхгофа (б) и (в)

Выражение производной полного потокосцепления, записанное в операторном виде, для графа рис. 1.4б имеет вид:

$$\begin{aligned} p\Psi_{ab} &= e_{\sigma 21a} + e_{M21a} - [e_{\sigma 21b} + e_{M21b}] = \\ &= pi_{aY} \cdot L_{\sigma 21} + p(i_{aY} - i'_A) \cdot L_{M21} - [pi_{bY} \cdot L_{\sigma 21} + p(i_{bY} - i'_B) \cdot L_{M21}] = \\ &= -pi'_A \cdot L_{M21} + pi'_B \cdot L_{M21} + pi_{aY} \cdot (L_{\sigma 21} + L_{M21}) - pi_{bY} \cdot (L_{\sigma 21} + L_{M21}), \end{aligned} \quad (1.6)$$

где i'_A , i'_B - первичные токи первого трансформатора, приведенные ко вторичному напряжению; $L_{\sigma 21}$, L_{M21} - индуктивности рассеяния и намагничивания вторичной обмотки первого трансформатора.

Приведенные первичные токи определяются выражением:

$$i'_1 = i_1 \cdot \frac{w_1}{w_2}.$$

Аналогичное уравнение согласно второму закону Кирхгофа для контура, содержащего фазы b и c , схемы рис. 1.4 имеет вид:

$$\frac{d\Psi_{bc}}{dt} + i_{bY} \cdot R_{21} - i_{cY} \cdot R_{21} = -e_{ПBC1}. \quad (1.7)$$

Выражение производной полного потокосцепления, записанное в операторном виде, в функции токов $i'_A, i'_B, i_{aY}, i_{bY}$ для графа рис. 1.4в имеет вид:

$$\begin{aligned}
 p\Psi_{bc} &= e_{\sigma 21b} + e_{M21b} - [e_{\sigma 21c} + e_{M21c}] = \\
 &= pi_{bY} \cdot L_{\sigma 21} + p(i_{bY} - i'_B) \cdot L_{M21} - [pi_{cY} \cdot L_{\sigma 21} + p(i_{cY} - i'_C) \cdot L_{M21}] = \\
 &= p(i_{bY} - i_{cY}) \cdot L_{\sigma 21} + p(i_{bY} - i_{cY} - i'_B + i'_C) \cdot L_{M21} = \\
 &= p(i_{aY} + 2 \cdot i_{bY}) \cdot L_{\sigma 21} + p(i_{aY} + 2 \cdot i_{bY} - i'_A - 2 \cdot i'_B) \cdot L_{M21} = \\
 &= -pi'_A \cdot L_{M21} - 2 \cdot pi'_B \cdot L_{M21} + pi_{aY} \cdot (L_{\sigma 21} + L_{M21}) + 2 \cdot pi_{bY} \cdot (L_{\sigma 21} + L_{M21}). \quad (1.8)
 \end{aligned}$$

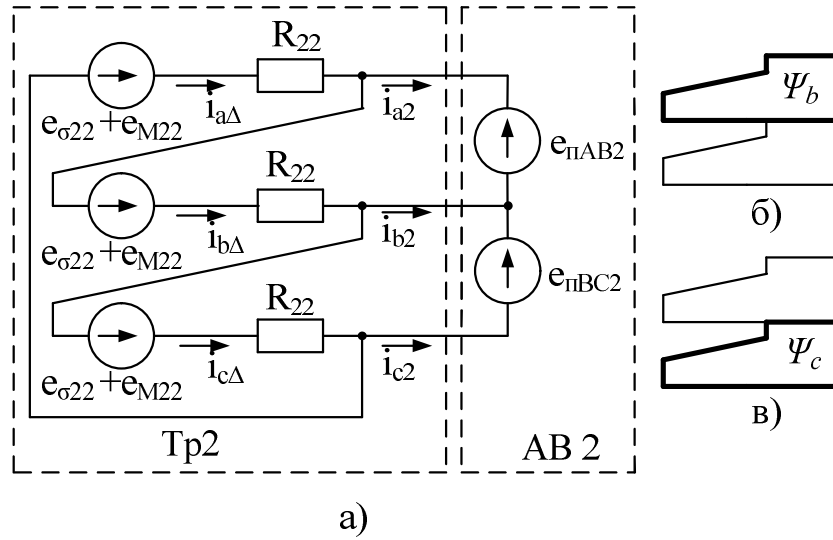


Рис. 1.5 - Схема замещения вторичного контура второго трансформатора (а) и его графы для составления уравнений по второму закону Кирхгофа (б) и (в)

Вторичный контур второго трансформатора, состоит из ЭДС второго выпрямителя $e_{пАВ2}, e_{пВС2}$ и вторичной обмотки второго трансформатора в виде активного сопротивления R_{22} , ЭДС рассеяния $e_{\sigma 22}$ и ЭДС намагничивания e_{M22} .

Согласно второму закону Кирхгофа для контура, содержащего фазу b, схемы рис. 1.5:

$$\frac{d\Psi_b}{dt} + i_{b\Delta} \cdot R_{22} = e_{пАВ2}. \quad (1.9)$$

Выражение производной полного потокосцепления, записанное в операторном виде, для графа рис. 1.5б имеет вид:

$$\begin{aligned}
 p\Psi_b &= e_{\sigma 22b} + e_{M22b} = pi_{b\Delta} \cdot L_{\sigma 22} + p(i_{b\Delta} - i'_B) \cdot L_{M22} = \\
 &= -pi'_B \cdot L_{M22} + pi_{b\Delta} \cdot (L_{\sigma 22} + L_{M22}), \quad (1.10)
 \end{aligned}$$

где $L_{\sigma 22}$ – индуктивность вторичной обмотки второго трансформатора.

Аналогичное уравнение согласно второму закону Кирхгофа для контура, содержащего фазу c , схемы рис. 1.5 имеет вид:

$$\frac{d\Psi_c}{dt} + i_{c\Delta} \cdot R_2 = e_{\text{ПВС}2}. \quad (1.11)$$

Выражение производной полного потокосцепления, записанное в операторном виде, для графа рис. 1.5в имеет вид:

$$p\Psi_c = e_{\sigma 22c} + e_{M 22c} = p i_{c\Delta} \cdot L_{\sigma 22} + p(i_{c\Delta} - i'_c) \cdot L_{M 22}.$$

Выразим полученное выражение производной потокосцепления $p\Psi_c$ в функции токов $i'_A, i'_B, i_{a\Delta}, i_{b\Delta}$.

Согласно второму закону Кирхгофа для контура, содержащего три вторичные обмотки трансформатора:

$$i_{a\Delta} \cdot \underline{Z}_a + i_{b\Delta} \cdot \underline{Z}_b + i_{c\Delta} \cdot \underline{Z}_c = 0,$$

где $\underline{Z}_a, \underline{Z}_b, \underline{Z}_c$ – эквивалентные полные сопротивления вторичных обмоток трансформатора, в трансформаторе сопротивления обмоток по фазам равны:

$$\underline{Z}_a = \underline{Z}_b = \underline{Z}_c.$$

Тогда

$$i_{a\Delta} + i_{b\Delta} + i_{c\Delta} = 0;$$

$$i_{c\Delta} = -i_{a\Delta} - i_{b\Delta}.$$

Выражение производной полного потокосцепления, записанное в операторном виде, в функции токов $i'_A, i'_B, i_{a\Delta}, i_{b\Delta}$ для графа рис. 1.5в имеет вид:

$$\begin{aligned} p\Psi_c &= -p(i_{a\Delta} + i_{b\Delta}) \cdot L_{\sigma 22} - p(i_{a\Delta} + i_{b\Delta} - i'_A - i'_B) \cdot L_{M 22} = \\ &= p i'_A \cdot L_{M 22} + p i'_B \cdot L_{M 22} - p i_{a\Delta} \cdot (L_{\sigma 22} + L_{M 22}) - p i_{b\Delta} \cdot (L_{\sigma 22} + L_{M 22}). \end{aligned} \quad (1.12)$$

На основании выражений (1.2), (1.4), (1.6), (1.8), (1.10), (1.12) получим систему уравнений:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Psi_{AB} = i_A \cdot (L_{\text{Э}} + L_{M 11} + L_{M 12}) - i_B \cdot (L_{\text{Э}} + L_{M 11} + L_{M 12}) - \\ \quad - i'_{aY} \cdot L_{M 11} + i'_{bY} \cdot L_{M 11} - i'_{a\Delta} \cdot L_{M 12} + i'_{b\Delta} \cdot L_{M 12}; \\ \Psi_{BC} = i_A \cdot (L_{\text{Э}} + L_{M 11} + L_{M 12}) + 2 \cdot i_B \cdot (L_{\text{Э}} + L_{M 11} + L_{M 12}) - \\ \quad - i'_{aY} \cdot L_{M 11} - 2 \cdot i'_{bY} \cdot L_{M 11} - i'_{a\Delta} \cdot L_{M 12} - 2 \cdot i'_{b\Delta} \cdot L_{M 12}; \\ \Psi_{ab} = -i'_A \cdot L_{M 21} + i'_B \cdot L_{M 21} + i_{aY} \cdot (L_{\sigma 21} + L_{M 21}) - i_{bY} \cdot (L_{\sigma 21} + L_{M 21}); \\ \Psi_{bc} = -i'_A \cdot L_{M 21} - 2 \cdot i'_B \cdot L_{M 21} + i_{aY} \cdot (L_{\sigma 21} + L_{M 21}) + 2 \cdot i_{bY} \cdot (L_{\sigma 21} + L_{M 21}); \\ \Psi_b = -i'_B \cdot L_{M 22} + i_{b\Delta} \cdot (L_{\sigma 22} + L_{M 22}); \\ \Psi_c = i'_A \cdot L_{M 22} + i'_B \cdot L_{M 22} - i_{a\Delta} \cdot (L_{\sigma 22} + L_{M 22}) - i_{b\Delta} \cdot (L_{\sigma 22} + L_{M 22}). \end{array} \right. \quad (1.13)$$

Введем обозначения:

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{\Sigma} = L_{\sigma} + L_{M11} + L_{M12}; \\ L'_{M11} = L_{M11} \cdot \frac{w_2}{w_1}; \\ L'_{M12} = L_{M12} \cdot \frac{w_2}{w_1}; \\ L'_{M21} = L_{M21} \cdot \frac{w_1}{w_2}; \\ L'_{M22} = L_{M22} \cdot \frac{w_1}{w_2}; \\ L_1 = L_{\sigma 21} + L_{M21}; \\ L_2 = L_{\sigma 21} + L_{M21}. \end{array} \right. \quad (1.14)$$

Представим систему уравнений (1.13) с учетом введенных обозначений (1.14) в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} L_{\Sigma} & -L_{\Sigma} & -L'_{M11} & L'_{M11} & -L'_{M12} & L'_{M12} \\ L_{\Sigma} & 2L_{\Sigma} & -L'_{M11} & -2L'_{M11} & -L'_{M12} & -2L'_{M12} \\ -L'_{M21} & L'_{M21} & L_1 & -L_1 & 0 & 0 \\ -L'_{M21} & -2L'_{M21} & L_1 & 2L_1 & 0 & 0 \\ 0 & -L'_{M22} & 0 & 0 & 0 & L_2 \\ L'_{M22} & L'_{M22} & 0 & 0 & -L_2 & -L_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_{aY} \\ i_{bY} \\ i_{a\Delta} \\ i_{b\Delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi_{AB} \\ \Psi_{BC} \\ \Psi_{ab} \\ \Psi_{bc} \\ \Psi_b \\ \Psi_c \end{bmatrix}$$

Преобразуем это выражение к виду, в котором матрицу индуктивностей обозначим \mathbf{K} , матрицу токов – \mathbf{I} , матрицу потокосцеплений – $\mathbf{\Psi}$:

$$\mathbf{K} \cdot \mathbf{I} = \mathbf{\Psi}.$$

Для определения токов необходимо найти обратную матрицу индуктивностей:

$$K^{-1} = \frac{1}{3 \cdot (-L_{\Sigma}L_1L_2 + L'_{M11}L'_{M21}L_2 + L'_{M12}L'_{M22}L_1)} \cdot \begin{bmatrix} -2L_1L_2 & -L_1L_2 & -2L'_{M11}L_2 & -L'_{M11}L_2 & 3L'_{M12}L_1 & 3L'_{M12}L_1 \\ L_1L_2 & -L_1L_2 & L'_{M11}L_2 & -L'_{M11}L_2 & -3L'_{M12}L_1 & 0 \\ -2L'_{M21}L_2 & -L'_{M21}L_2 & 2(-L_{\Sigma}L_2 + L'_{M12}L'_{M22}) & (-L_{\Sigma}L_2 + L'_{M12}L'_{M22}) & 3L'_{M12}L'_{M22} & 3L'_{M12}L'_{M22} \\ L'_{M21}L_2 & -L'_{M21}L_2 & -(L_{\Sigma}L_2 - L'_{M12}L'_{M22}) & (-L_{\Sigma}L_2 + L'_{M12}L'_{M22}) & -3L'_{M12}L'_{M22} & 0 \\ -2L'_{M22}L_1 & -L'_{M22}L_1 & -2L'_{M11}L'_{M22} & -L'_{M11}L'_{M22} & -3(-L_{\Sigma}L_1 + L'_{M11}L'_{M21}) & -3(-L_{\Sigma}L_1 + L'_{M11}L'_{M21}) \\ L'_{M22}L_1 & -L'_{M22}L_1 & L'_{M11}L'_{M22} & -L'_{M11}L'_{M22} & 3(-L_{\Sigma}L_1 + L'_{M11}L'_{M21}) & 0 \end{bmatrix}$$

Тогда ток равен:

$$\mathbf{K}^{-1} \cdot \mathbf{K} \cdot \mathbf{I} = \mathbf{K}^{-1} \cdot \mathbf{\Psi};$$

$$\mathbf{I} = \mathbf{K}^{-1} \cdot \mathbf{\Psi}.$$

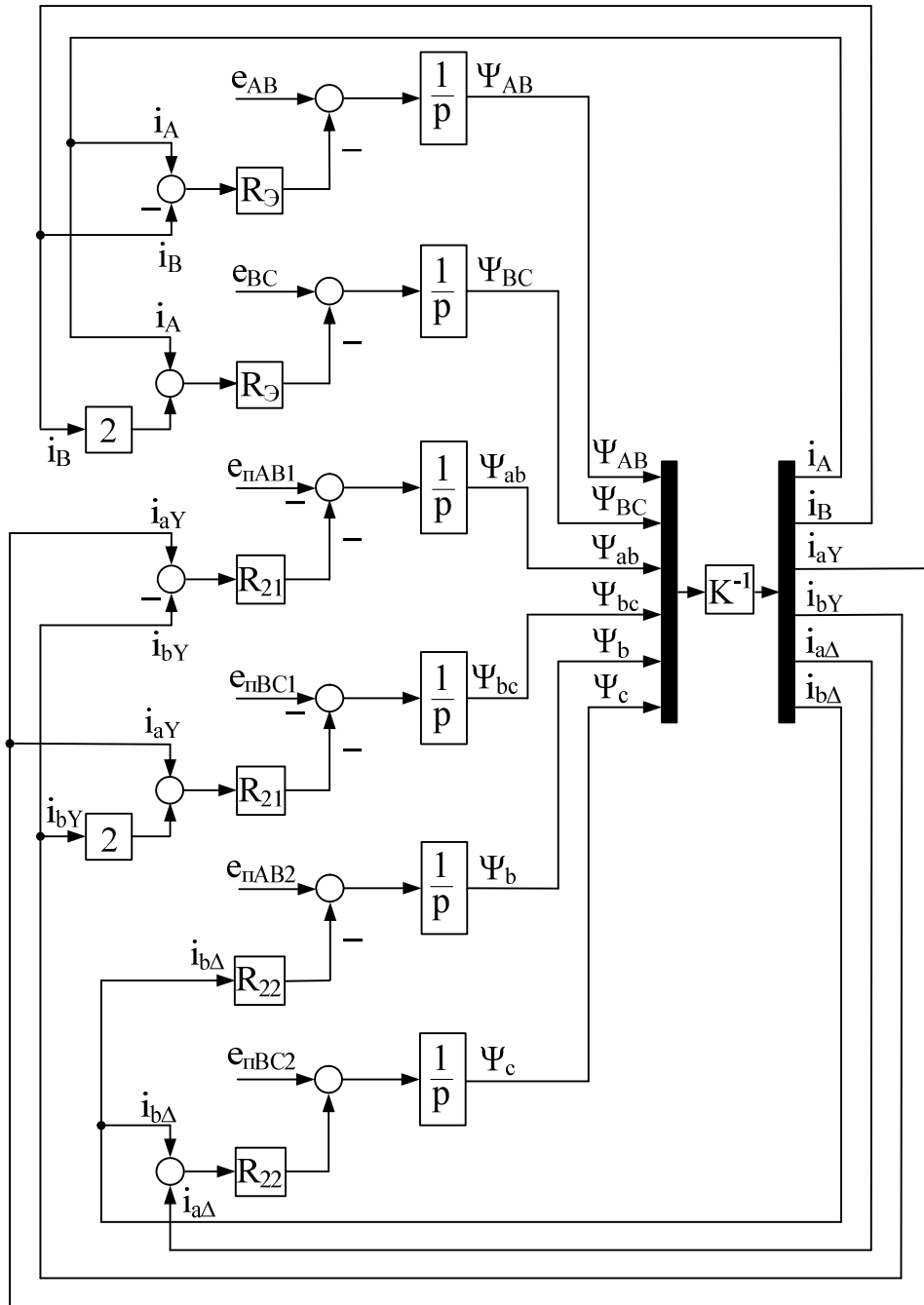


Рис. 1.6 - Структурная схема математической модели трансформаторов

Потокосцепления определяются на основании системы уравнений, представленных в операторной форме, полученных из выражений (1.1), (1.3), (1.5), (1.7), (1.9), (1.11):

$$\begin{cases} e_{AB} = p \cdot \Psi_{AB} + i_A \cdot R_{\text{Э}} - i_B \cdot R_{\text{Э}} \\ e_{BC} = p \cdot \Psi_{BC} + i_A \cdot R_{\text{Э}} + 2 \cdot i_B \cdot R_{\text{Э}} \\ -e_{\pi AB1} = p \cdot \Psi_{ab} + i_{aY} \cdot R_{21} - i_{bY} \cdot R_{21} \\ -e_{\pi BC1} = p \cdot \Psi_{bc} + i_{aY} \cdot R_{21} + 2 \cdot i_{bY} \cdot R_{21} \\ e_{\pi AB2} = p \cdot \Psi_b + i_{b\Delta} \cdot R_{22} \\ e_{\pi BC2} = p \cdot \Psi_c - i_{a\Delta} \cdot R_{22} - i_{b\Delta} \cdot R_{22} \end{cases}$$

Полученные потокосцепления умножаются на обратную матрицу индуктивностей. В результате получаем токи первичного и вторичного контуров. Структурная схема математической модели трансформаторов изображена на рис. 1.6.

Таким образом, выходными сигналами модели питающей сети являются трехфазные токи вторичных обмоток двух трансформаторов, которые для двух активных выпрямителей служат входными сигналами. При этом линейные напряжения на зажимах выпрямителей являются входными сигналами для модели питающей сети, содержащей два трансформатора.

1.2. Разработка и описание модели активного выпрямителя

1.2.1. Разработка логической схемы выбора режима работы фазы активного выпрямителя

Полная схема тиристорного ПЧ с трехуровневым активным выпрямителем на примере стана 2000 холодной прокатки была приведена на рис. 1.1. Ниже рассматривается часть этой схемы, на которой активный выпрямитель состоит из двенадцати полностью управляемых IGBT тиристоров ($T_1 \dots T_{12}$) и восемнадцати диодов ($D_1 \dots D_{18}$) (рис. 1.7) [7-9]. В звене постоянного тока установлено два конденсатора C_1 и C_2 . На схеме не показаны защитные RC - цепи, так называемые снабберы, которые включают параллельно тиристорам для снижения перенапряжений при их коммутации.

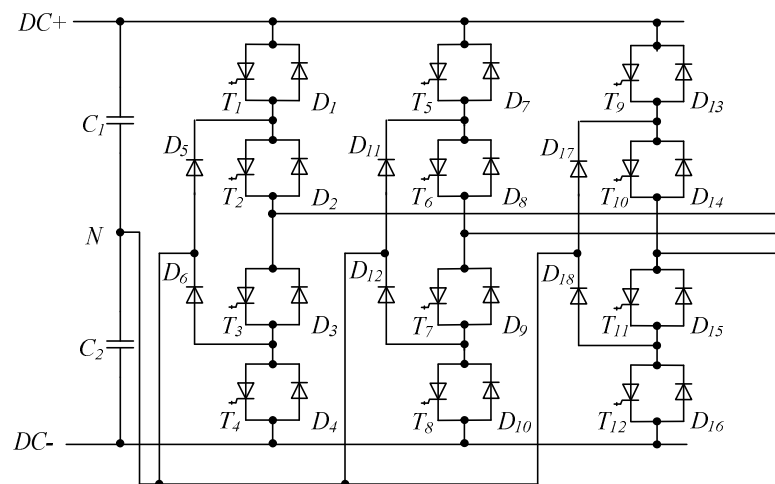


Рис. 1.7 - Силовая схема трехфазного трехуровневого активного выпрямителя

Для того, чтобы адекватно описать работу столь непростой схемы с большим количеством нелинейных элементов приняты следующие условия и допущения:

-выпрямленное напряжение на конденсаторах и RC-цепях является доступной и контролируемой величиной;

-искажение питающего напряжения при коммутации ключей не учитывается, и работа каждой фазы рассматривается и описывается отдельно, независимо от других фаз;

-полупроводниковые элементы в открытом состоянии имеют малое сопротивление, а в закрытом состоянии – это идеальные ключи с бесконечно большим сопротивлением.

На рис. 1.8 подробнее изображена одна стойка активного выпрямителя, соединенная с фазой А.

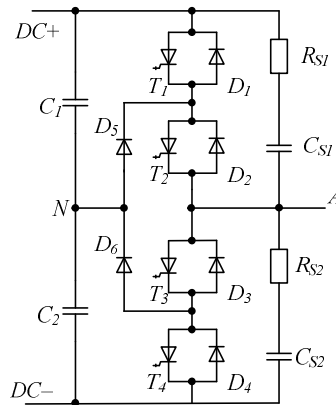


Рис. 1.8 - Силовая схема фазы А активного выпрямителя

Каждой комбинации открытых и закрытых вентилях соответствует своя схема замещения и система уравнений, описывающих процессы в рассматриваемом устройстве. Для математического описания активного выпрямителя рассматриваются все допустимые состояния силовых ключей фазы А при его работе (рис. 1.9). Аналогичные рассуждения верны для фаз В и С.

Рассмотрим режим работы активного выпрямителя, при котором поданы импульсы на включение первого и второго тиристоров, либо первый и второй диоды находятся в проводящем состоянии. Схема замещения данного режима работы изображена на рис. 1.9а.

Согласно первому и второму законам Кирхгофа для схемы замещения рис. 1.9а имеем систему уравнений, записанную в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} R_S & R_S & 0 \\ R_S & 0 & R_{on} \\ 1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{DC1} & u_{DC2} & -u_{S1} & -u_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & -u_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -i \end{bmatrix}, \quad (1.15)$$

где $R_S = R_{S1} = R_{S2}$ – активное сопротивление первого или второго снаббера; $R_{on} = R_{onT1} + R_{onT2} = R_{onD1} + R_{onD2}$ – эквивалентное активное сопротивление первого и второго тиристоров или первого и второго диодов; i_{S1} – ток первого снаббера;

i_{S2} – ток второго снаббера; i_l – ток, протекающий через первый и второй тиристоры или первый и второй диоды; u_{DC1} , u_{DC2} – напряжение в звене постоянного тока на зажимах первого и второго конденсаторов соответственно; u_{S1} – напряжение на емкости первого снаббера, обусловленное протеканием тока i_{S1} ; u_{S2} – напряжение на емкости второго снаббера, обусловленное протеканием тока i_{S2} ; i – ток нагрузки фазы А.

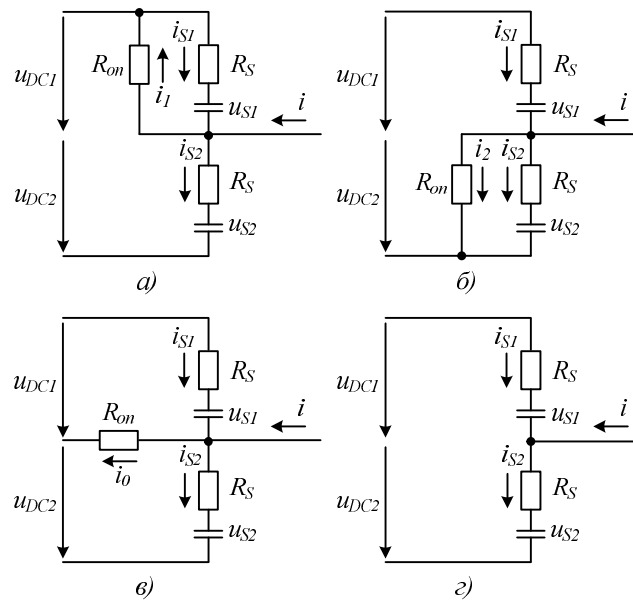


Рис. 1.9 - Схемы замещения фазы активного выпрямителя при различных состояниях силовых ключей

Из уравнения (1.15) найдем токи, используя обратную матрицу сопротивлений:

$$\begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_l \end{bmatrix} = \frac{1}{2 \cdot R_{on} + R_S} \cdot \begin{bmatrix} R_{on}/R_S & 1 & R_{on} \\ (R_S + R_{on})/R_S & -1 & -R_{on} \\ -1 & 2 & -R_S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{DC1} & u_{DC2} & -u_{S1} & -u_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & -u_{S1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -i \end{bmatrix}.$$

Определим условия, при которых возможна работа данной схемы замещения. При этом считаем, что на схеме направление тока i_l соответствует работе диодов.

Условия, при одновременном выполнении которых работают первый и второй тиристоры:

- наличие импульсов на включение первого и второго тиристоров;
- ток i_l меньше нуля.

Условия, при одновременном выполнении которых работают первый и второй диоды:

- ток i_l больше нуля;

-не работают третий и четвертый тиристоры одновременно в схеме рис. 1.9б;

-не работает третий тиристор в схема рис. 1.9в.

Рассмотрим режим работы активного выпрямителя, при котором поданы импульсы на включение третьего и четвертого тиристоры, либо третий и четвертый диоды находятся в проводящем состоянии. Схема замещения данного режима работы изображена на рис. 1.9б.

Согласно первому и второму законам Кирхгофа для схемы замещения рис. 1.9б имеем систему уравнений, записанную в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} R_S & R_S & 0 \\ 0 & R_S & R_{on} \\ 1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{DC1} & u_{DC2} & -u_{S1} & -u_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -u_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -i \end{bmatrix},$$

где $R_{on} = R_{onT3} + R_{onT4} = R_{onD3} + R_{onD4}$ – эквивалентное активное сопротивление третьего и четвертого тиристоры или третьего и четвертого диодов; i_2 – ток, протекающий через третий и четвертый тиристоры или третий и четвертый диоды.

Из данного уравнения найдем токи, используя обратную матрицу сопротивлений:

$$\begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{2 \cdot R_{on} + R_S} \cdot \begin{bmatrix} (R_S + R_{on})/R_S & -1 & R_{on} \\ R_{on}/R_S & 1 & -R_{on} \\ -1 & 2 & R_S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{DC1} & u_{DC2} & -u_{S1} & -u_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -u_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -i \end{bmatrix}.$$

Определим условия, при которых возможна работа данной схемы замещения. При этом считаем, что на схеме направление тока i_2 соответствует работе диодов.

Условия, при одновременном выполнении которых работают третий и четвертый тиристоры:

- наличие импульсов на включение третьего и четвертого тиристоры;
- ток i_2 меньше нуля.

Условия, при одновременном выполнении которых работают третий и четвертый диоды:

- ток i_2 больше нуля;
- не работают первый и второй тиристоры одновременно в схеме рис. 1.9а;
- не работает второй тиристор в схеме рис. 1.9в.

Согласно первому и второму законам Кирхгофа для схемы замещения рис. 1.9в имеем систему уравнений, записанную в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} R_S & 0 & R_{on} \\ R_S & R_S & 0 \\ 1 & -1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{DC1} & 0 & -u_{S1} & 0 & 0 \\ u_{DC1} & u_{DC2} & -u_{S1} & -u_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -i \end{bmatrix},$$

где $R_{on} = R_{onT2} + R_{onD5} = R_{onT3} + R_{onD6}$ – эквивалентное активное сопротивление второго тиристора и пятого диода или третьего тиристора и шестого диода; i_0 – ток, протекающий через нулевой провод.

Из данного уравнения найдем токи, используя обратную матрицу сопротивлений:

$$\begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \\ i_1 \end{bmatrix} = \frac{1}{2 \cdot R_{on} + R_S} \cdot \begin{bmatrix} 1 & R_{on}/R_S & R_{on} \\ -1 & (R_S + R_{on})/R_S & -R_{on} \\ 2 & -1 & -R_S \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{DC1} & 0 & -u_{S1} & 0 & 0 \\ u_{DC1} & u_{DC2} & -u_{S1} & -u_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -i \end{bmatrix}.$$

Определим условия, при которых возможна работа данной схемы замещения. При этом считаем, что на схеме направление тока i_0 соответствует работе третьего тиристора и шестого диода.

Условия, при одновременном выполнении которых работают третий тиристор и шестой диод:

- наличие импульса на включение третьего тиристора и отсутствие импульса на включение четвертого тиристора одновременно;
- ток i_0 больше нуля.

Условия, при одновременном выполнении которых работают второй тиристор и пятый диод:

- наличие импульса на включение второго тиристора и отсутствие импульса на включение первого тиристора одновременно;
- ток i_0 меньше нуля.

Согласно первому и второму законам Кирхгофа для схемы замещения рис. 1.9г имеем систему уравнений, записанную в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} R_S & R_S \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{DC1} & u_{DC2} & -u_{S1} & -u_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -i \end{bmatrix}.$$

Из данного уравнения найдем токи, используя обратную матрицу сопротивлений:

$$\begin{bmatrix} i_{S1} \\ i_{S2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,5/R_S & 0,5 \\ 0,5/R_S & -0,5 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{DC1} & u_{DC2} & -u_{S1} & -u_{S2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -i \end{bmatrix}$$

Данная схема бывает задействована, когда предыдущие варианты неактивны.

Как говорилось ранее, выбор схемы замещения зависит от соблюдения некоторых условий: наличие импульсов управления, направление токов i_1 , i_2 , i_0 или отсутствие условий для работы другой схемы замещения. Обобщенная логическая схема выбора схемы замещения, соответствующей определенному режиму работы фазы активного выпрямителя, изображена на рис. 1.10.

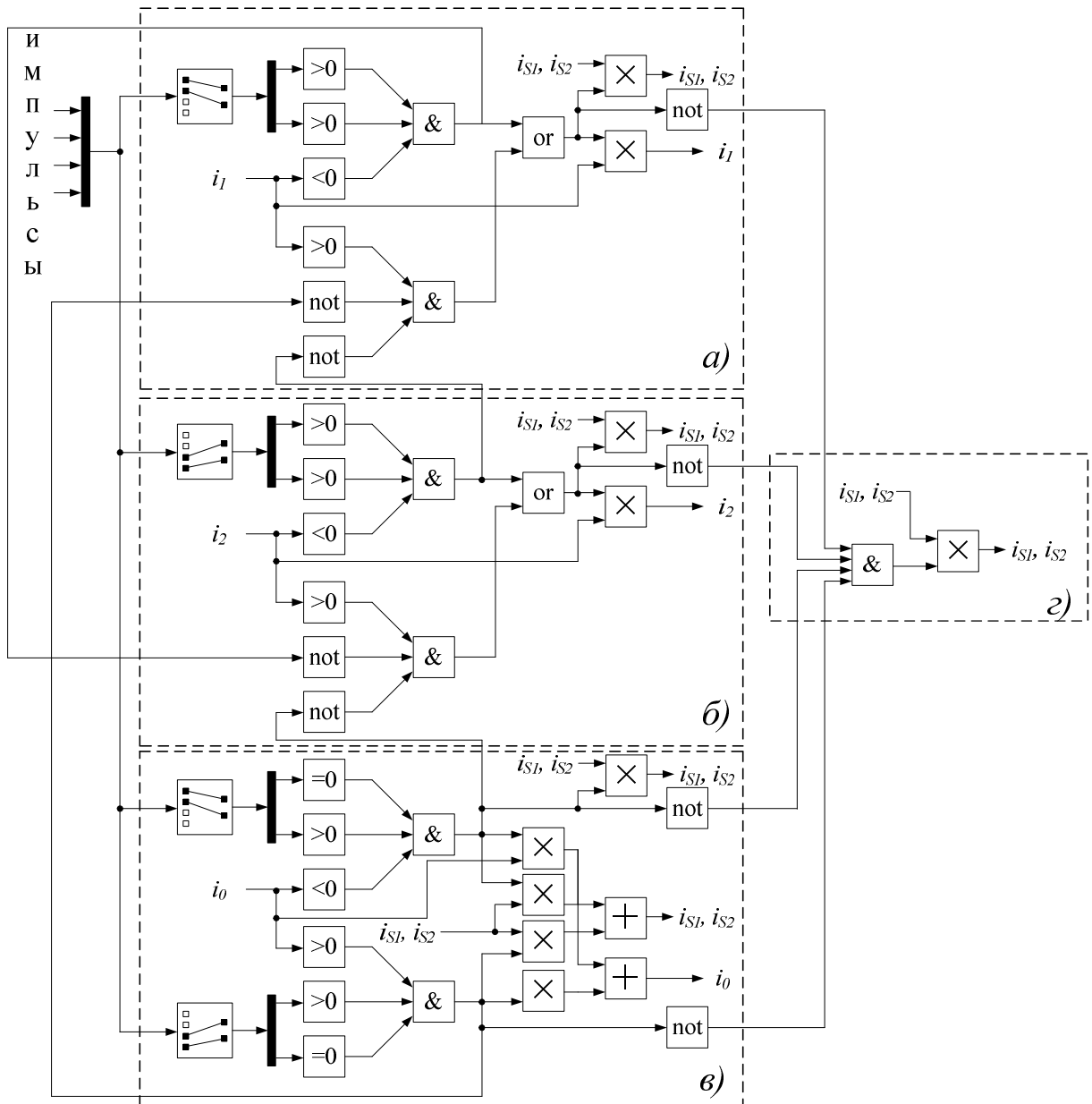


Рис. 1.10 - Логическая схема выбора режима работы фазы активного выпрямителя

Здесь в прямоугольники заключены логические схемы, соответствующие схемам замещения рис. 1.9. Выбор той или иной схемы замещения происходит автоматически по приведенным ранее формулам согласно сформулированным ранее логическим выражениям.

Таким образом, математическая модель фазы активного выпрямителя представляет собой систему математических и логических выражений на вход которой поступают следующие величины:

- напряжения в звене постоянного тока u_{DC1}, u_{DC2} ;
- напряжение на эквивалентной емкости первого и второго снабберов u_{S1} ;

- напряжение на эквивалентной емкости третьего и четвертого снабберов u_{S2} ;

- ток нагрузки i ;

- управляющие импульсы тиристоров.

На выходе математической модели получаем:

-ток первого и второго снабберов i_{S1} ;

-ток третьего и четвертого снабберов i_{S2} ;

-токи диодов и тиристоров i_1, i_2, i_0 .

Структурная схема математической модели трехфазного трехуровневого активного выпрямителя изображена на рис. 1.11; она состоит из трех однофазных, на входы которых подаются напряжения снабберов, токи нагрузки и управляющие импульсы соответствующих фаз.

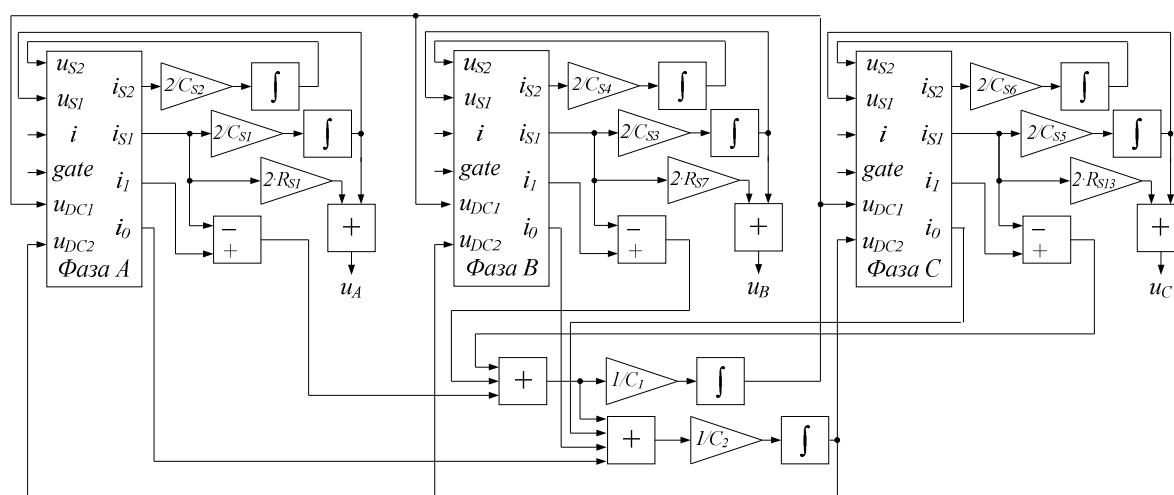


Рис. 1.11 - Структурная схема математической модели активного выпрямителя

Напряжения эквивалентных емкостей снабберов определяются по выражениям:

$$u_{S1} = \frac{1}{0,5 \cdot C_{S1}} \cdot \int i_{S1} dt;$$

$$u_{S2} = \frac{1}{0,5 \cdot C_{S2}} \cdot \int i_{S2} dt.$$

Напряжения в звене постоянного тока являются общими для трех фаз и определяются по следующим выражениям:

$$u_{DC1} = \frac{1}{C_1} \cdot \int (i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} - i_{S1A} - i_{S1B} - i_{S1C}) dt;$$

$$u_{DC2} = \frac{1}{C_2} \cdot \int (i_{1A} + i_{1B} + i_{1C} - i_{S1A} - i_{S1B} - i_{S1C} + i_{0A} + i_{0B} + i_{0C}) dt.$$

Фазное напряжение на входе активного выпрямителя определяется по выражению:

$$u_A = \frac{1}{0,5 \cdot C_{S1}} \cdot \int i_{S1} dt + 2 \cdot i_{S1} \cdot R_{S1}.$$

Аналогично определяются напряжения двух других фаз.

Разработанная математическая модель активного выпрямителя позволяет проводить исследования его работы в двух основных режимах, а именно:

- в штатном активном режиме – при симметричном напряжении сети и наличии управляющих импульсов на тиристорах;

- в диодном режиме при снятии импульсов управления и несимметрии питающего напряжения (рисунки 3.28, 3.29, 3.30).

Стыковка разработанной модели активного выпрямителя с моделью инвертора осуществляется следующим образом. Токи, потребляемые инвертором по трем шинам постоянного тока (положительной, отрицательной и нулевой) являются для активного выпрямителя входными сигналами. При этом выходными сигналами выпрямителя, являются напряжения на конденсаторах звена постоянного тока, которые подаются на инвертор.

1.2.2. Система векторного управления активным выпрямителем

Система векторного управления активным выпрямителем (рис. 1.12) выполнена двухконтурной и содержит внутреннюю двухканальную систему регулирования сетевых токов и внешнюю систему регулирования напряжения звена постоянного тока активного выпрямителя [10-12]. Система управления реализована в синхронной ортогональной системе координат dq, ориентированной по вектору напряжения сети. Это позволяет отдельно управлять активной i_d и реактивной i_q составляющими вектора входного тока активного выпрямителя \vec{I} .

В связи с этим в цепи обратной связи по току предусмотрен блок преобразования координат abc \rightarrow dq вектора сетевых фазных токов, измеряемых датчиками тока ДТ (измеряется ток двух фаз, а ток третьей фазы вычисляется по условию равенства нулю суммы фазных токов). Разницы между заданными (i_{d_z} , i_{q_z}) и фактическими (i_d , i_q) значениями преобразованных токов обрабатываются соответствующими регуляторами токов. Для повышения быстродействия отработки возмущений, возникающих в питающей сети, измеренное значение напряжения вводится в канал регулятора тока i_d в виде корректирующего сигнала прямого действия. После дополнения сигналами блока компенсации перекрестных связей (БКПС) скорректированные задания регуляторов тока поступают на входы преобразователя координат dq \rightarrow abc. После обратного пре-

образования координат управляющие воздействия $u_{ka_з}$, $u_{kb_з}$ и $u_{kc_з}$ формируют импульсы управления силовыми вентилями выпрямителя.

Коэффициент мощности преобразователя задают за счет определенного соотношения между значениями активной и реактивной составляющих входного тока ($i_{d_з}$, $i_{q_з}$). Как правило, выпрямитель работает в режиме, при котором $i_{q_з}=0$, в результате чего с сетью происходит обмен только активной энергией.

Внутренняя система регулирования активного тока (i_d) подчинена внешней системе регулирования выпрямленного напряжения. Задающее воздействие $u_{dc_з}$ напряжения звена постоянного тока, а также сигнал с датчика напряжения поступают на вход регулятора напряжения u_{dc} .

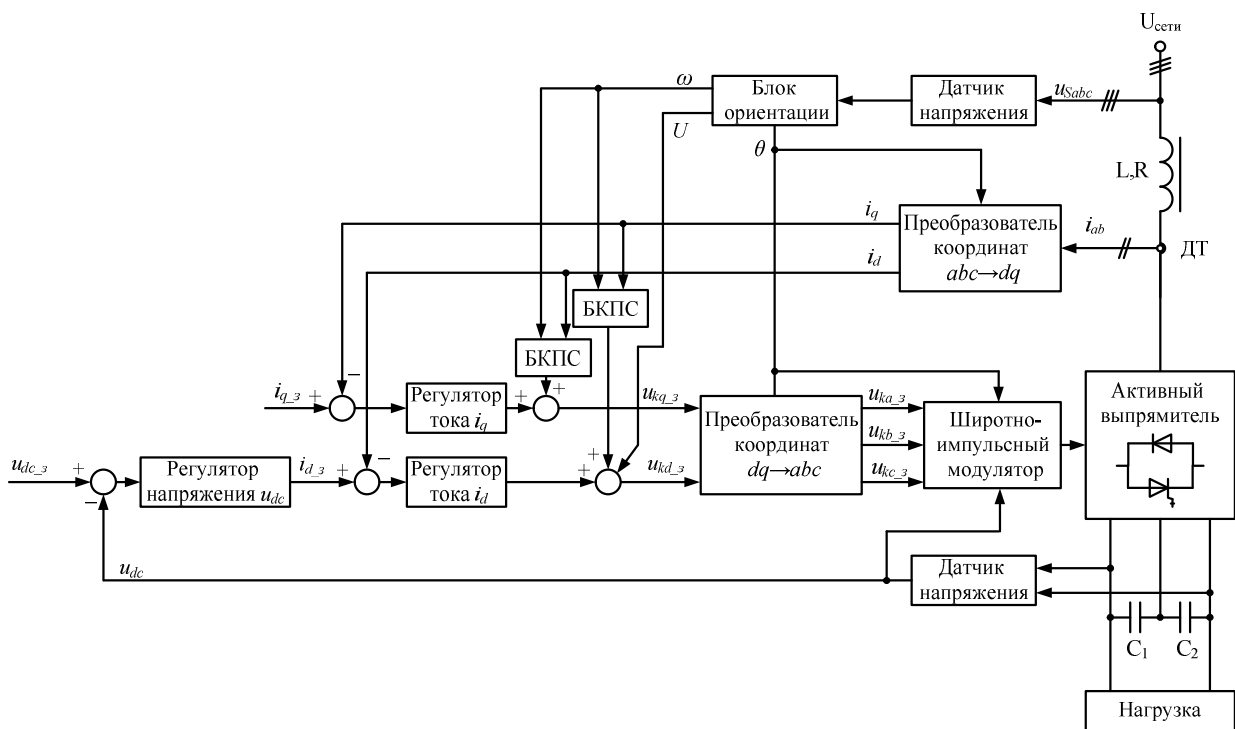


Рис. 1.12 - Функциональная схема системы векторного управления АВ

Для управления преобразователями координат предусмотрен блок ориентации, выполняющий вычисление параметров напряжения сети U, ω_k, θ_k по результатам измерения мгновенных значений напряжения в фазах сети с помощью датчиков напряжений питающей сети.

В условиях несимметрии питающей сети необходимо, чтобы прямое и обратное преобразования координат были синхронизированы по фазе и частоте с напряжением сети. Для точной синхронизации с напряжением питающей сети блок ориентации содержит систему фазовой автоподстройки частоты

(ФАПЧ) (PLL, Phase Locked Loop). Она обеспечивает отслеживание частоты сети и формирование эталонного значения угла положения вектора напряжения.

1.3. Разработка модели инвертора

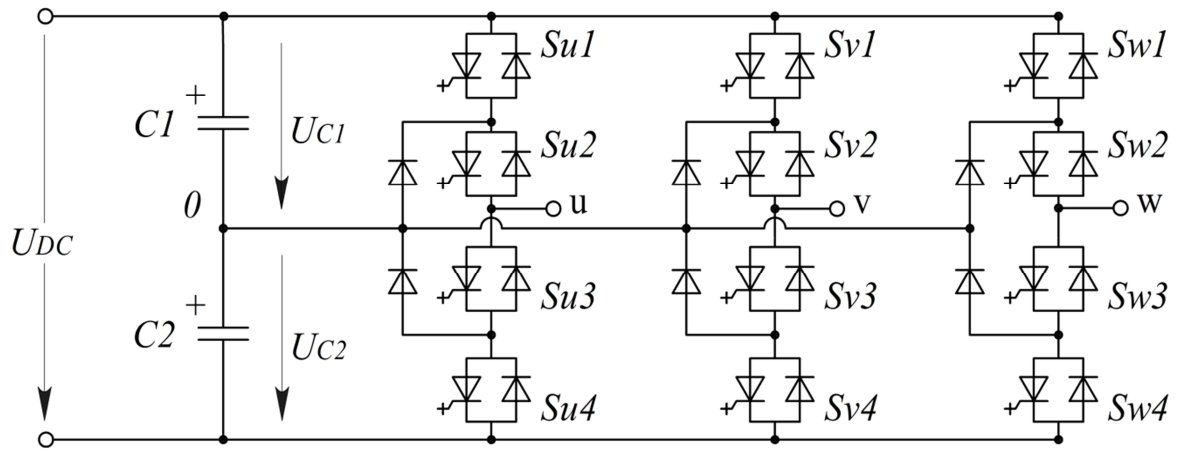
В современных высоковольтных двухзвенных преобразователях частоты структуры выпрямителя и инвертора идентичны – применяются трехуровневые автономные преобразователи напряжения с фиксированной нейтральной точкой NPC-VSI (Neutral Point Clamped) рис. 1.13. Характерной особенностью активного выпрямителя является возможность его работы в двух режимах: активном с ШИМ и диодном (без ШИМ). Кроме того, законы ШИМ для активного выпрямителя, как правило, являются нетрадиционными – применяется модуляция с удалением выделенных гармоник. Задачей инвертора является формирование на его выходных зажимах вектора напряжения заданной амплитуды, фазы и частоты. Широкое распространение при управлении инверторами получил пространственно-векторный закон широтно-импульсной модуляции, математическое описание которого приведено ниже [13-16].

Связь между различными коммутационными состояниями полупроводниковых ключей и значениями выходных фазных напряжений представлена в табл. 1.1.

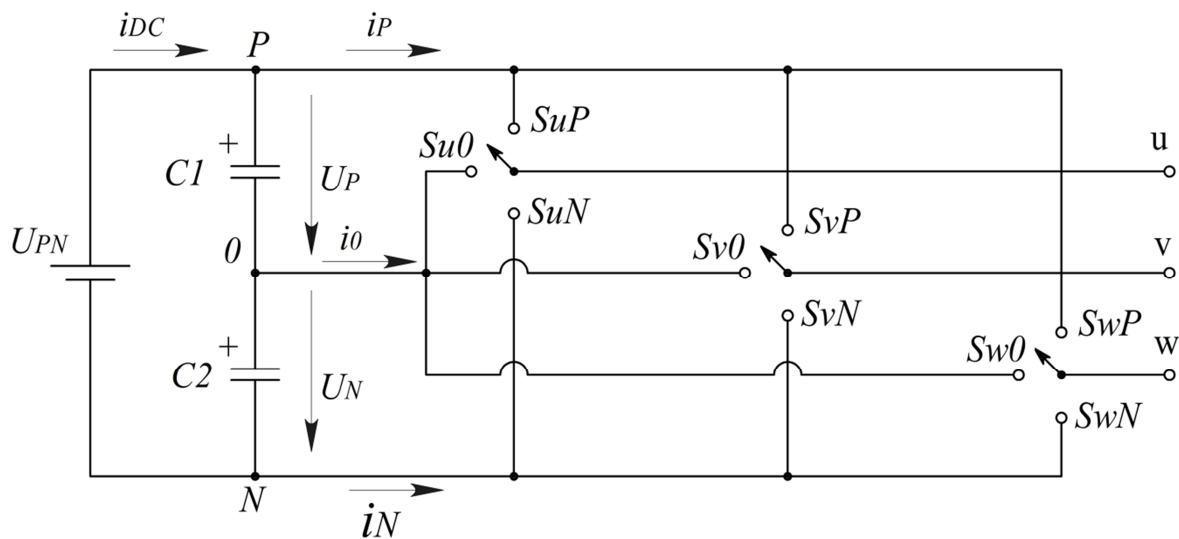
Табл. 1.1 – Коммутационные состояния трехуровневого NPC-инвертора

№ переключающего устройства	Значение выходного фазного напряжения ($n=u, v, w$)		
	$U_n=+U_{C1}$	$U_n=0$	$U_n=-U_{C2}$
S_{n1}	включено	отключено	отключено
S_{n2}	включено	включено	отключено
S_{n3}	отключено	включено	включено
S_{n4}	отключено	отключено	включено
Значение переключающей функции	P	O	N

Трехуровневый NPC-инвертор имеет 27 различных комбинаций коммутационных состояний полупроводниковых ключей, так как каждая из трех фаз, согласно табл.1.1, может иметь на выходе три различных уровня напряжения: P , O , N . Каждому коммутационному состоянию фазы инвертора соответствует определенный вектор выходного напряжения.



а)



б)

Рис. 1.13. Трехуровневый инвертор с фиксированной нейтралью (а – электрическая схема, б – упрощенная схема)

Совокупность 27 возможных коммутационных состояний инвертора образует правильный шестиугольник на пространственной плоскости, сформированный из 19 соответствующих базовых векторов выходного напряжения (рис. 1.14). Базовые векторы включают в себя 6 «длинных» (a и b), 6 «средних» (c), 6 «коротких» (ap или an и bp или bn) и 1 «нулевой» вектор (op , on или oo), названия которых в дальнейшем указаны без кавычек.

Из рис. 1.14 видно, что любой короткий вектор можно получить двумя способами – комбинациями P и O или N и O , в соответствии с этим в обозначении вектора появляется буква p или n , например, ap , bn и т.д. Обозначение нулевого вектора присваивается по аналогичному принципу. Положения ключей при формировании выходных напряжений сведены в табл. 1.2 [17-19].

Шестиугольник на рис. 1.14 делится на секторы; они обозначены буквами A, B, C, D, E, F . Каждый сектор, в свою очередь, делится на четыре равносто-

ронных малых треугольника с индексами 1, 2, 3 и 4. Направление индексации принято от вектора a к вектору b .

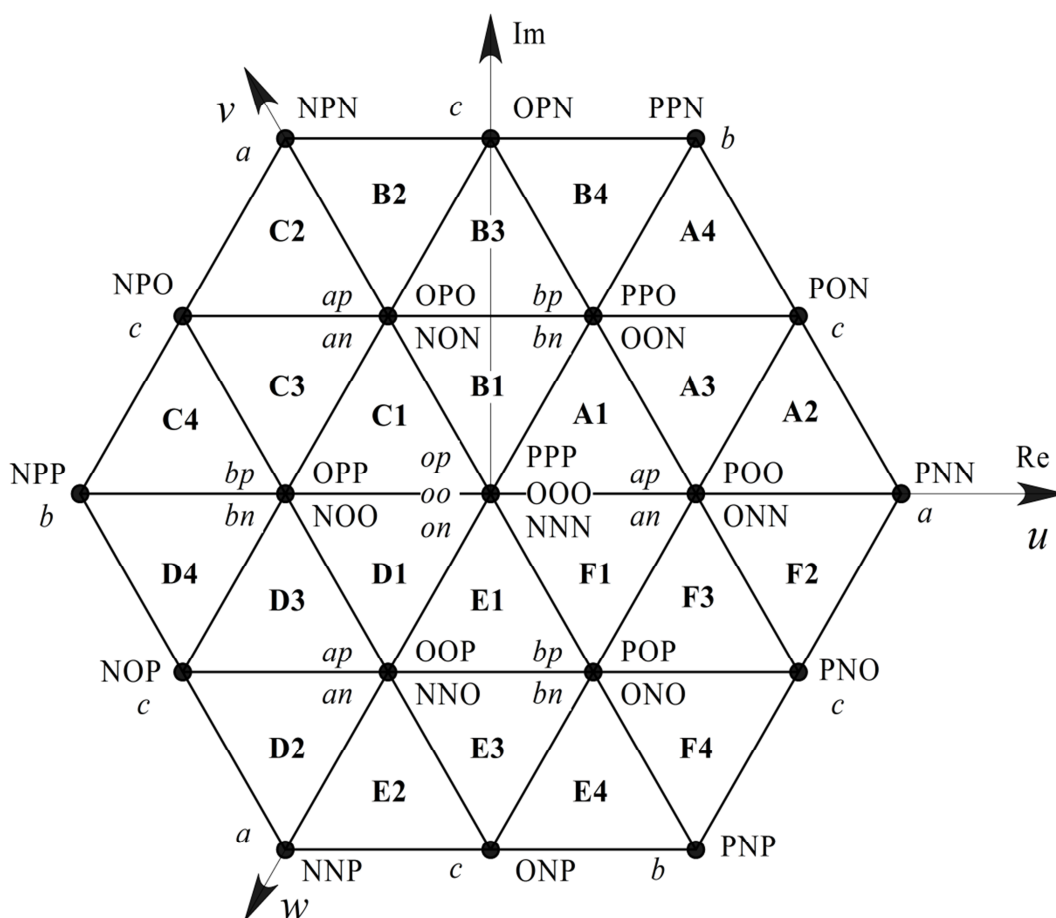


Рис. 1.14. Векторное представление выходных напряжений трехуровневого NPC-инвертора

Табл. 1.2 – Положения ключей при формировании векторов напряжений

Категория	Обозначение	Положение ключей
Длинные L	a	PNN (1,-1,-1), NPN (-1, 1, -1), NNP (-1, -1, 1)
	b	PPN (1, 1, -1), NPP (-1, 1, 1), PNP (1, -1, 1)
Средние M	c	PON (1, 0, -1), OPN (0, 1, -1), NPO (-1, 1, 0), NOP (-1, 0, 1), ONP (0, -1, 1), PNO (1, -1, 0)
Короткие S	ap	POO (1, 0, 0), OPO (0, 1, 0), OOP (0, 0, 1)
	an	ONN (0, -1, -1), NON (-1, 0, -1), NNO (-1, -1, 0)
	bp	PPO (1, 1, 0), OPP (0, 1, 1), POP (1, 0, 1)
	bn	OON (0, 0, -1), NOO (-1, 0, 0), ONO (0, -1, 0)
Нулевые	op, oo, on	PPP (1, 1, 1), OOO (0, 0, 0), NNN (-1, -1, -1)

Задачей векторной ШИМ является формирование таких фазных выходных напряжений U_u, U_v, U_w трехуровневого NPC-инвертора, чтобы получить требуемый пространственный задающий вектор \underline{U}_{ref} :

$$\underline{U}_{ref} = \frac{2}{3} \cdot (U_u + U_v \cdot e^{j120^\circ} + U_w \cdot e^{j240^\circ}) = k(t) \cdot \frac{U_{pn}}{\sqrt{3}} e^{j\theta}$$

где k – коэффициент модуляции, принимающий значение от 0 до 1 и равный отношению между требуемой величиной амплитуды фазного напряжения $|U_m|$ и его предельно возможным значением $U_{pn}/\sqrt{3}$ (рис. 1.15), Θ – угол между задающим вектором и вектором a .

Пусть задан некоторый вектор U_{ref} , как это показано на рис. 1.15. В связи с тем, что шестиугольник пространственных векторов обладает определенной внутренней симметрией, рассмотрим только случай, когда угол задающего вектора лежит в пределах $0^\circ \leq \Theta \leq 60^\circ$, т.е. секстант A .

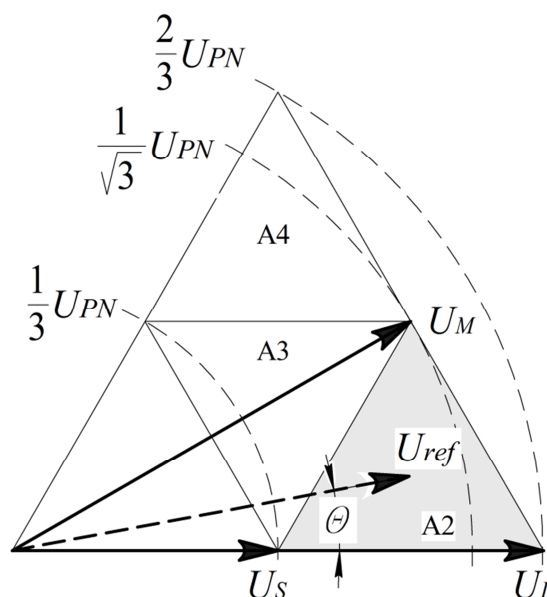


Рис. 1.15. Формирование задающего вектора напряжения

При формировании задающего вектора напряжения, как правило, используют технику трех ближайших векторов NTV (Nearest three vectors). На рис. 1.15 конец вектора \underline{U}_{ref} , расположен в затененном треугольнике $A2$, следовательно, согласно NTV для синтеза задающего вектора следует задействовать базовые векторы \underline{U}_S , \underline{U}_M и \underline{U}_L (индексы S, M, L означают короткий, средний и длинный векторы соответственно). Для получения требуемого значения амплитуды и угла \underline{U}_{ref} необходимо лишь рассчитать коэффициенты продолжительности включения каждого из трех ближайших базовых векторов. Таким образом, задающее напряжение определится по формуле:

$$\underline{U}_{ref} = d_S \cdot \underline{U}_S + d_M \cdot \underline{U}_M + d_L \cdot \underline{U}_L$$

$$d_S + d_M + d_L = 1$$

где d_S , d_M , d_L – коэффициенты продолжительности включения короткого, среднего и длинного векторов соответственно, выраженные в долях.

Время включения трех ближайших векторов определяется периодом ШИМ T и рассчитывается в зависимости от области расположения вершины задающего вектора по формулам, приведенным в табл. 1.3. Пример изменения

коэффициентов продолжительности в зависимости от угла при различных значениях коэффициента модуляции, показан на рис. 1.16. Если вершина задающего вектора расположена в области A3, то в синтезе U_{ref} участвуют два коротких вектора S_1 , S_2 и один средний M . Следовательно, в пределах области A3 для заданного коэффициента модуляции, сумма коэффициентов продолжительности трех базовых векторов dS_1 , dS_2 и dM , как видно из рис. 1.16, равна единице.

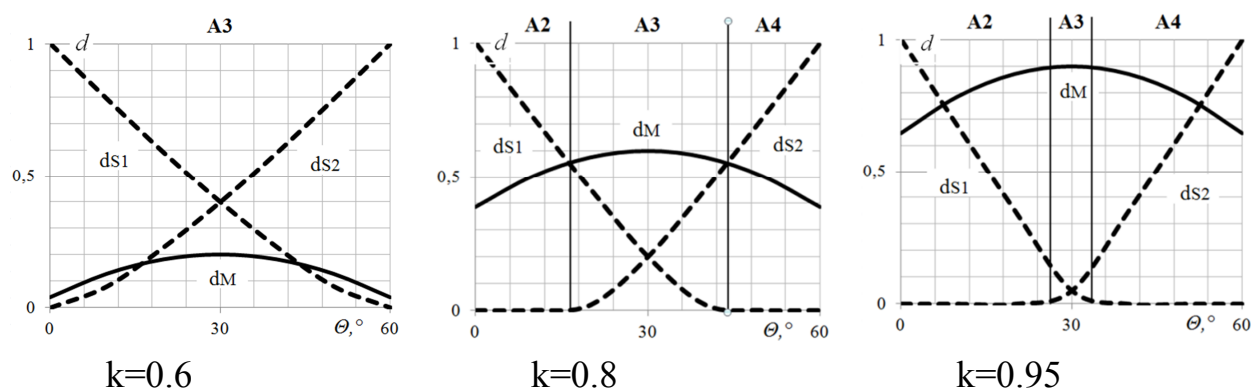


Рис. 1.16. Изменение коэффициента продолжительности включения векторов с увеличением коэффициента модуляции

Стандартные шаблоны последовательности переключений для каждой области показаны на рис. 1.17. Следует отметить, что при построении подобных шаблонов важным условием является переключение только одного ключа при переходе от одного вектора к другому. В связи с этим в шаблонах фигурируют все возможные конфигурации коротких и нулевых векторов. Известно, что, изменяя соотношение продолжительности включения разнополярных коротких векторов (a_n и a_p , b_n и b_p), можно контролировать потенциал нейтральной точки. Но на данном этапе, по умолчанию примем, что рассчитанное согласно табл. 1.3 время включения между разнополярными векторами делится поровну.

Следует отметить некоторые характерные особенности шаблонов, представленных на рис. 1.17, в дальнейшем оказывающих влияние не только на алгоритм формирования, но и на гармонический состав выходного напряжения. Например, вектора a и b присутствуют только в «крайних» областях сектора A2 или A4, вектор c – во всех областях кроме A1, а вектора o_p , o_o , o_n – только в области A1.

Табл. 1.3 – Формулы расчета времени включения трех ближайших векторов

Область	Три ближайших вектора	Время включения
<i>A1, B1, C1, D1, E1, F1</i>	<i>op, oo, on</i>	$t_0 = T \cdot [1 - 2 \cdot k \cdot \sin(\theta + \pi/3)]$
	<i>ap, an</i>	$t_1 = 2 \cdot k \cdot T \cdot \sin(\pi/3 - \theta)$
	<i>bp, bn</i>	$t_2 = 2 \cdot k \cdot T \cdot \sin\theta$
<i>A2, B2, C2, D2, E2, F2</i>	<i>ap, an</i>	$t_1 = 2 \cdot T \cdot [1 - k \cdot \sin(\theta + \pi/3)]$
	<i>c</i>	$t_3 = 2 \cdot k \cdot T \cdot \sin\theta$
	<i>a</i>	$t_4 = T \cdot [2 \cdot k \cdot \sin(\pi/3 - \theta) - 1]$
<i>A3, B3, C3, D3, E3, F3</i>	<i>ap, an</i>	$t_1 = T \cdot [1 - 2 \cdot k \cdot \sin\theta]$
	<i>bp, bn</i>	$t_2 = T \cdot [1 - 2 \cdot k \cdot \sin(\pi/3 - \theta)]$
	<i>c</i>	$t_3 = T \cdot [2 \cdot k \cdot \sin(\theta + \pi/3) - 1]$
<i>A4, B4, C4, D4, E4, F4</i>	<i>bp, bn</i>	$t_2 = 2 \cdot T \cdot [1 - k \cdot \sin(\theta + \pi/3)]$
	<i>c</i>	$t_3 = 2 \cdot k \cdot T \cdot \sin(\pi/3 - \theta)$
	<i>b</i>	$t_5 = T \cdot [2 \cdot k \cdot \sin\theta - 1]$

Кроме того, для областей A2 и A4 характерно наличие только одной пары полярных коротких векторов: *ap/an* или *bp/bn*. Это приводит к тому, что каждая фаза в этих областях будет переключаться только в однополярном режиме «O-P» или «O-N». Тогда как наличие в A1 и A3 обеих пар полярных векторов приводит к двухполярным переключениям ключей каждой фазы инвертора «P-O-N».

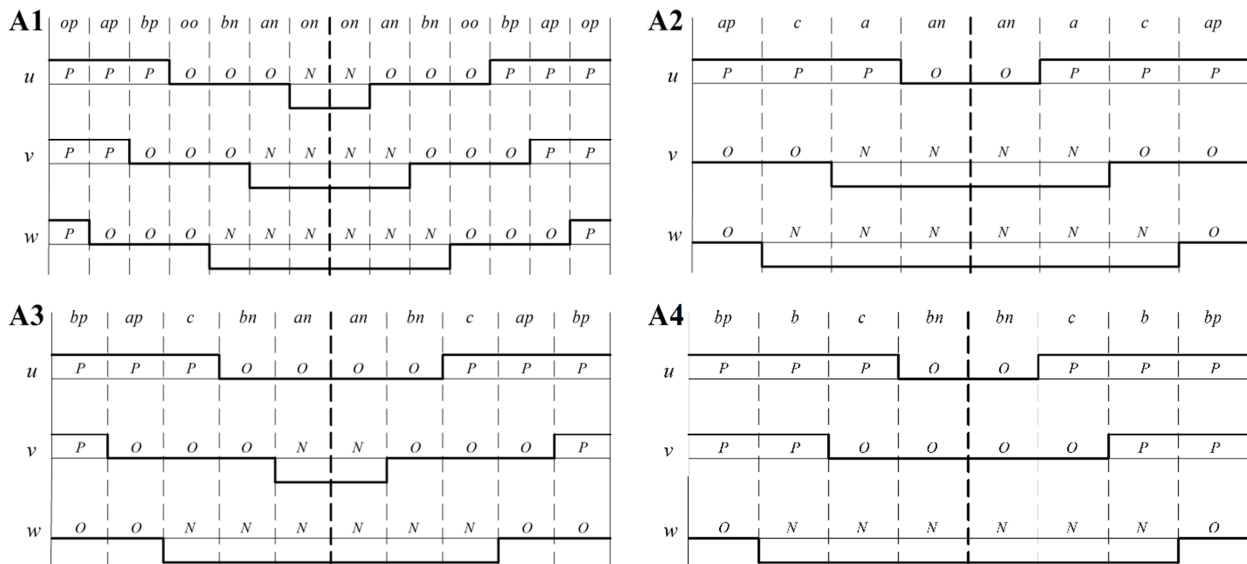


Рис. 1.17. Стандартные шаблоны циклов переключений NTV

Взаимодействие работы моделей инвертора и синхронного двигателя осуществляется следующим образом. Выходными сигналами инвертора являются три фазных напряжения, которые подаются на зажимы статорных обмоток двигателя. В модели синхронного двигателя рассчитываются фазные токи ста-

тора, которые для инвертора являются входными сигналами. На их основе рассчитываются токи перезаряда конденсаторов звена постоянного тока и в результате получают напряжения на них. Последние связывают между собой модели выпрямителя и инвертора.

1.4. Математическая модель синхронного двигателя

При составлении системы уравнений, описывающих процессы электро-механического преобразования энергии в идеализированном синхронном двигателе нормальной конструкции с явнополюсным ротором и обмоткой возбуждения, запитанной постоянным током, используются следующие общепринятые допущения, основные из которых изложены в [20-23]:

1. Потери на гистерезис и вихревые токи в стали не учитываются.
2. Магнитопровод и обмотки статора машины считаются симметричными. Каждая из них создает синусоидальное распределение намагничивающей силы по окружности воздушного зазора. Таким образом, не учитываются высшие гармонические составляющие электромагнитных величин.
3. Распределение индукции магнитного поля, создаваемое обмоткой возбуждения в воздушном зазоре, синусоидально.
4. Магнитное состояние машины соответствует линейному участку кривой намагничивания, что позволяет использовать принцип суперпозиции при определении потокосцеплений обмоток статора и ротора.
5. Число пар полюсов статора и ротора одинаково. Обмотка ротора приведена к числу витков обмотки статора.

Введем в рассмотрение систему координат dq , связанную с ротором и вращающуюся вместе с ним. Ее скорость вращения в электрическом пространстве равна синхронной скорости $\omega_{re} = z_p \omega_r$.

Рассматривается модель явнополюсного синхронного двигателя с демпферными обмотками, как показано на рис. 1.18. В модели трехфазная обмотка статора заменена двухфазной, фазы которой сориентированы по осям вращающейся системы координат. С продольной осью d связаны три обмотки: одна из которых расположена на статоре и две – на роторе, это обмотка возбуждения и демпферная обмотка. С поперечной осью q связаны: обмотка на статоре и демпферная обмотка на роторе.

Модели синхронного двигателя, представленной на рис. 1.18 соответствует схемы замещения по продольной и поперечной осям, показанные на рис. 1.19.

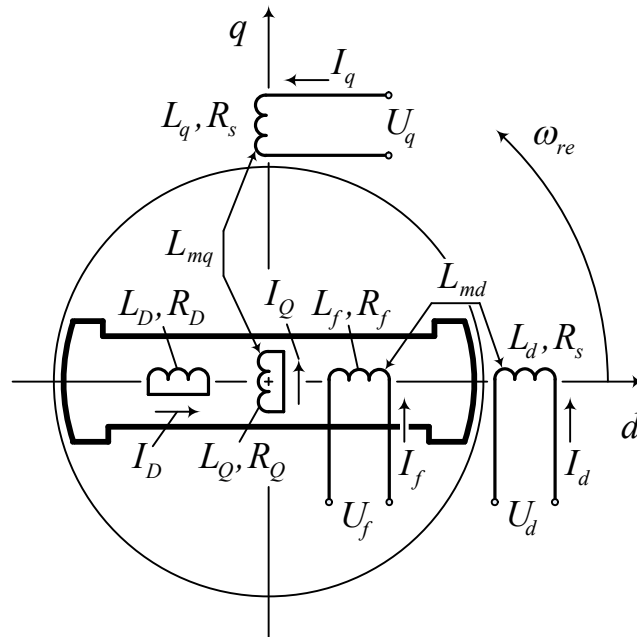


Рис. 1.18. Модель явнополюсного синхронного двигателя с демпферными обмотками, представленная во вращающейся системе координат

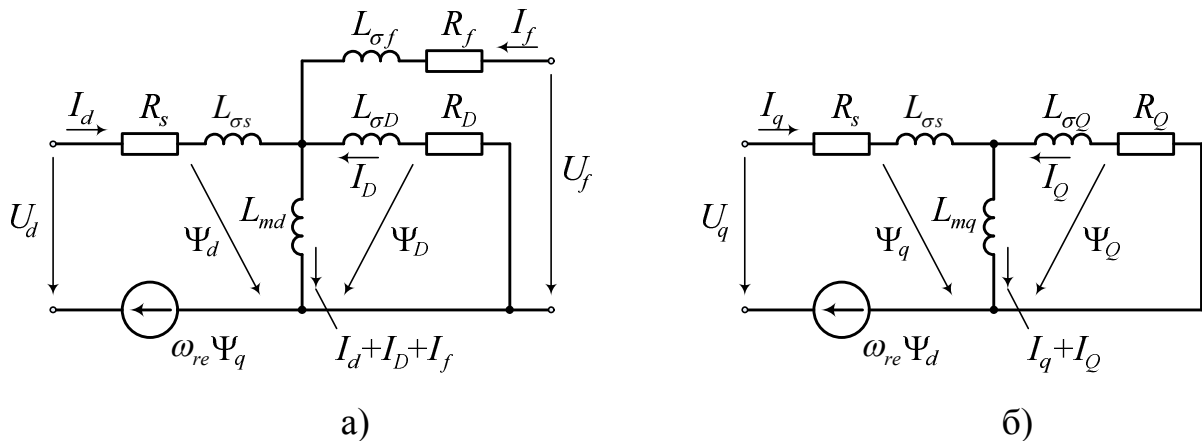


Рис. 1.19. Схемы замещения явнополюсного синхронного двигателя с демпферными обмотками по продольной (а) и поперечной (б) осям

Обозначения параметров и переменных, используемых в модели синхронного двигателя, приведены ниже.

U_d, U_q и I_d, I_q - напряжения и токи статорных обмоток, расположенных по продольной и поперечной осям;

U_f и I_f - напряжение и ток обмотки возбуждения;

I_D, I_Q - токи демпферных обмоток;

Ψ_d, Ψ_q и Ψ_D, Ψ_Q - потокосцепления статорных и демпферных обмоток;

Ψ_f - потокосцепление обмотки возбуждения.

R_s, R_f, R_D и R_Q - активные сопротивления обмоток статора, обмотки возбуждения и демпферных обмоток, соответственно;

L_d, L_q и L_D, L_Q - полные индуктивности статорных и демпферных обмоток;

$L_{\sigma s}$ и $L_{\sigma D}, L_{\sigma Q}$ - индуктивности рассеяния статорных и демпферных обмоток;

L_{md} - индуктивность намагничивания по продольной оси, определяющая главный магнитный поток, сцепленный и с обмоткой статора и с обмотками ротора;

L_{mq} - индуктивность намагничивания по поперечной оси;

L_f и $L_{\sigma f}$ - полная индуктивность и индуктивность рассеяния обмотки возбуждения.

Справедливы следующие уравнения, устанавливающие взаимосвязь между полной индуктивностью, индуктивностью рассеяния и намагничивания

$$\begin{aligned} L_d &= L_{md} + L_{\sigma s}, & L_q &= L_{mq} + L_{\sigma s}, \\ L_D &= L_{md} + L_{\sigma D}, & L_Q &= L_{mq} + L_{\sigma Q}, \\ L_f &= L_{md} + L_{\sigma f}, \end{aligned}$$

Дифференциальные уравнения баланса напряжений (электрического равновесия) обмоток статора и ротора, представленные в операторной форме записи, имеют вид

$$\begin{aligned} U_d &= p\Psi_d + R_s I_d - \omega_{re} \Psi_q, \\ U_q &= p\Psi_q + R_s I_q + \omega_{re} \Psi_d, \\ 0 &= p\Psi_D + R_D I_D, \\ 0 &= p\Psi_Q + R_Q I_Q, \\ U_f &= p\Psi_f + R_f I_f. \end{aligned} \tag{1.16}$$

С целью компактного представления в этих уравнениях переменные записаны без явного указания функции от оператора Лапласа, т.е. вместо $U_d(p)$ записано кратко U_d .

Уравнения, связывающие потокосцепления с токами обмоток на статоре и роторе, имеют вид

$$\begin{aligned} \Psi_d &= L_d I_d + L_{md} I_D + L_{md} I_f, \\ \Psi_q &= L_q I_q + L_{mq} I_Q, \\ \Psi_D &= L_{md} I_d + L_D I_D + L_{md} I_f, \end{aligned} \tag{1.17}$$

$$\begin{aligned}\Psi_Q &= L_{mq}I_q + L_Q I_Q, \\ \Psi_f &= L_{md}I_d + L_{md}I_D + L_f I_f,\end{aligned}$$

В матричной форме записи вышеприведенные уравнения представлены следующим образом

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \\ \Psi_D \\ \Psi_Q \\ \Psi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & L_{md} & 0 & L_{md} \\ 0 & L_q & 0 & L_{mq} & 0 \\ L_{md} & 0 & L_D & 0 & L_{md} \\ 0 & L_{mq} & 0 & L_Q & 0 \\ L_{md} & 0 & L_{md} & 0 & L_f \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_D \\ I_Q \\ I_f \end{bmatrix}$$

На главной диагонали матрицы индуктивностей расположены полные индуктивности соответствующих обмоток, а остальные ненулевые элементы – это индуктивности намагничивания по двум осям L_{md} и L_{mq} .

Уравнение движения электропривода

$$M - M_c = J_\Sigma \frac{d\omega}{dt}.$$

Дифференциальные уравнения (1.16) баланса напряжений обмоток статора и ротора преобразуются к интегральной форме записи, с использованием в качестве символа интегрирования $1/p$

$$\begin{aligned}\Psi_d &= \frac{1}{p} (U_d - R_s I_d + \omega_{re} \Psi_q), \\ \Psi_q &= \frac{1}{p} (U_q - R_s I_q - \omega_{re} \Psi_d), \\ \Psi_D &= -\frac{1}{p} R_D I_D, \\ \Psi_Q &= -\frac{1}{p} R_Q I_Q, \\ \Psi_f &= \frac{1}{p} (U_f - R_f I_f),\end{aligned}\tag{1.18}$$

Необходимо разрешить следующее противоречие: потокосцепления обмоток статора и ротора выражаются двумя способами: с одной стороны, как результат интегрирования правых частей уравнений (1.18), с другой – в результате выполнения арифметических операций в соответствии с алгебраическими уравнениями (1.17). Любая переменная на структурной схеме должна вычисляться каким-то одним способом, поэтому из двух вышеперечисленных вариантов следует выбрать только один. Уравнения по второму варианту следует преобразовать к такой форме записи, чтобы из них можно было находить другие переменные.

Модель динамической системы строится таким образом, что в ней обязательно присутствуют элементы, осуществляющие операцию интегрирования. Таким образом, для вычисления потокосцеплений выбирается вариант, основанный на интегральных уравнениях (1.18). В алгебраических уравнениях (1.17) потокосцепления рассматривают как переменные, значения которых известны, а к неизвестным переменным относят токи обмоток.

В работе [67] предложен подход, с помощью которого токи обмоток выражают в функции потокосцеплений. Он основан на том, что потокосцепление представляют как суперпозицию составляющих, обусловленных магнитными потоками рассеяния и намагничивания. Поясним это на примере потокосцепления обмотки статора по продольной оси. Ниже приведены этапы преобразования исходного уравнения к требуемому виду

$$\begin{aligned}\Psi_d &= L_d I_d + L_{md} I_D + L_{md} I_f = (L_{md} + L_{\sigma s}) \cdot I_d + L_{md} I_D + L_{md} I_f = \\ &= L_{\sigma s} I_d + L_{md} (I_d + I_D + I_f) = \Psi_{\sigma d} + \Psi_{md},\end{aligned}$$

где $\Psi_{\sigma d} = L_{\sigma s} I_d$ и $\Psi_{md} = L_{md} I_{md}$ – потокосцепления рассеяния и намагничивания, соответственно; $I_{md} = I_d + I_D + I_f$ – ток намагничивания по продольной оси.

Из последнего уравнения выразим потокосцепление рассеяния и на его основе запишем уравнение для тока статора

$$\begin{aligned}\Psi_{\sigma d} &= \Psi_d - \Psi_{md}, \\ I_d &= \frac{\Psi_{\sigma d}}{L_{\sigma s}} = \frac{1}{L_{\sigma s}} (\Psi_d - L_{md} I_{md}).\end{aligned}\tag{1.19}$$

Аналогичные действия, выполненные по отношению к потокосцеплениям обмоток статора и ротора, приводят к следующим уравнениям:

$$\begin{aligned}I_D &= \frac{1}{L_{\sigma D}} (\Psi_D - L_{md} I_{md}). \\ I_f &= \frac{1}{L_{\sigma f}} (\Psi_f - L_{md} I_{md}). \\ I_q &= \frac{1}{L_{\sigma s}} (\Psi_q - L_{md} I_{md}). \\ I_Q &= \frac{1}{L_{\sigma Q}} (\Psi_Q - L_{md} I_{md}).\end{aligned}\tag{1.20}$$

Структурная схема, построенная на основе уравнений (1.18), (1.19) и (1.20) представлена на рис. 1.20. В ней входными управляющими сигналами являются: напряжения U_d, U_q , прикладываемые к статорным обмоткам по продольной и поперечной осям, а также напряжение обмотки возбуждения U_f . Выходные сигналы можно условно разделить на две группы, к первой следует отнести переменные, характеризующие механические процессы – это электро-

магнитный момент, скорость и угловое положение ротора. Ко второй группе относятся переменные, характеризующие электромагнитные процессы в двигателе – это токи и потокосцепления обмоток статора и ротора.

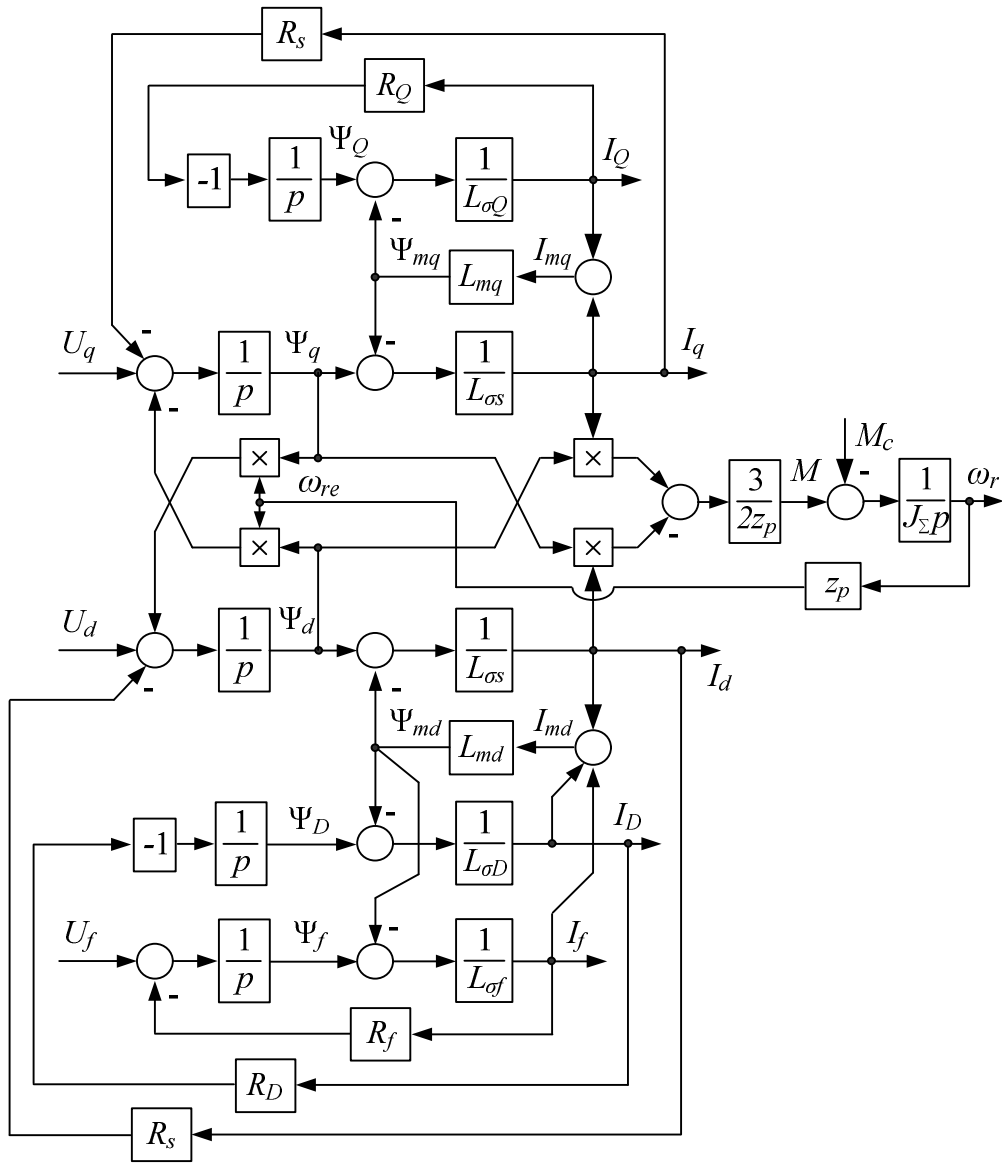


Рис. 1.20. Структурная схема синхронного двигателя

1.4.1. Система векторного управления частотно-регулируемым синхронным электроприводом

Система векторного управления частотно-регулируемым синхронным электроприводом выполнена в естественной вращающейся системе координат dq , которая связана с ротором – ось d направлена по продольной оси ротора явнополюсной синхронной машины. Функциональная схема системы управления показана на рис. 1.21, она представлена в упрощенном виде, который позволит четко проследить структуру контуров регулирования основных координат

нат электропривода. Показаны три внутренних и два внешних контура: внешними являются контуры регулирования угловой скорости вращения ротора и потокосцепления статора двигателя [24-27]. Внутренними являются контуры регулирования продольной и поперечной составляющих токов статора, а также контур регулирования тока возбуждения. На рис. 1.21 синхронная машина показана в виде блока, у которого входные сигналы – это трехфазное напряжение на статоре U_S и напряжение на обмотке возбуждения U_6 , а выходные – две составляющие тока статора I_d , I_q , ток возбуждения I_6 , потокосцепление статора Ψ_S и угловая скорость ротора ω . Введены следующие обозначения: РС – регулятор скорости, РТ – регулятор тока, РП – регулятор потокосцепления, ПЧ – преобразователь частоты, ТВ – тиристорный возбудитель.

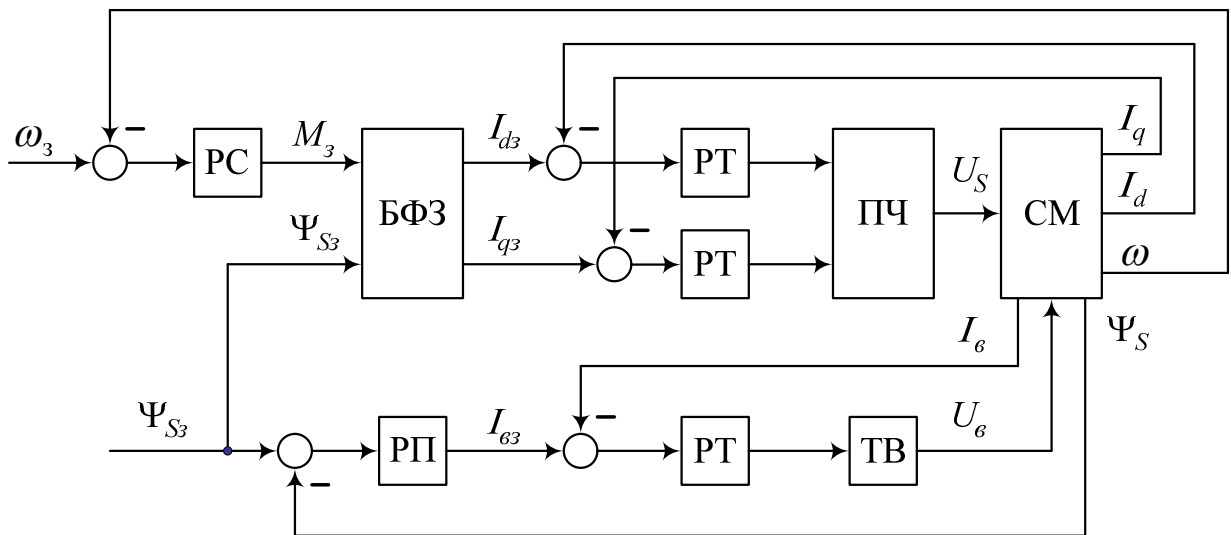


Рис. 1.21. Функциональная схема системы векторного управления частотно-регулируемым синхронным электроприводом

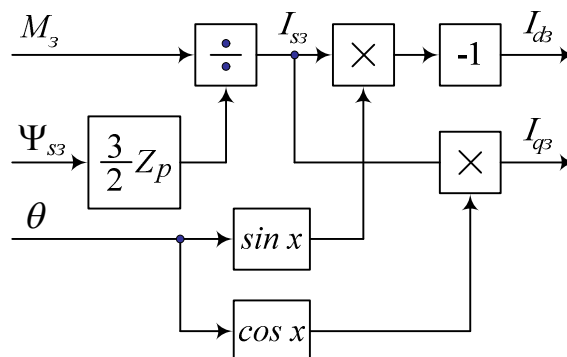


Рис. 1.22. Структура блока формирования заданий (БФЗ) на составляющие токов статора в функции требуемого момента двигателя

Регулирование токов статора синхронного двигателя осуществляется с помощью двойного регулятора тока (рис. 1.23): внутренний регулятор – пропорционального типа, внешний – интегральный. Выходные сигналы внешнего регулятора также являются основой для блока компенсации перекрестных связей объекта регулирования.

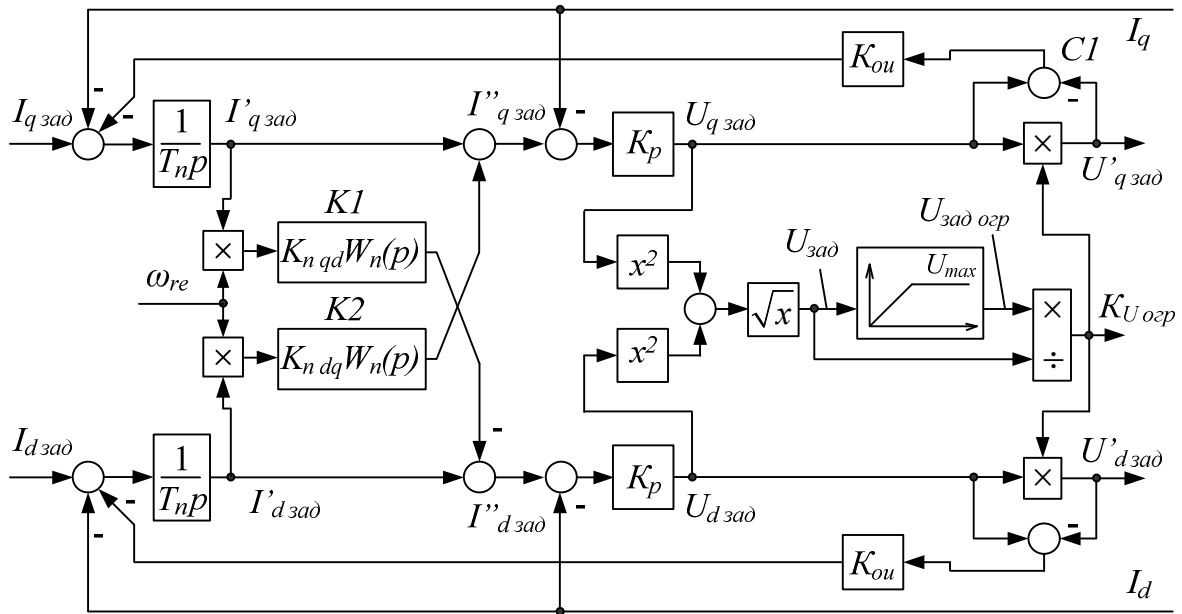


Рис. 1.23. Структурная схема системы регулирования токов статора СД

Выходные сигналы $U_{q \text{ зад}}$, $U_{d \text{ зад}}$ внутренних регуляторов тока представляют собой задания на две ортогональные составляющие статорного напряжения. Синхронный двигатель получает питание от инвертора напряжения. Его выходное напряжение формируется путем ШИМ из напряжения звена постоянного тока. Максимальная величина напряжения, прикладываемого к статорным обмоткам, ограничена следующими факторами: наибольшим значением коэффициента модуляции и фактическим уровнем напряжения в звене постоянного тока. Во вращающейся системе координат следует рассматривать ограничение на модуль статорного напряжения. На рис. 1.23 показана структурная схема, в которой реализовано указанное ограничение. Сделано это следующим образом. По сигналам $U_{q \text{ зад}}$, $U_{d \text{ зад}}$ двух проекций напряжения рассчитывается его модуль $U_{\text{зад}} = \sqrt{U_{d \text{ зад}}^2 + U_{q \text{ зад}}^2}$. Полученный сигнал пропускается через блок ограничения, сигнал на выходе которого обозначен как $U_{\text{зад огр}}$. Рассчитывается коэффициент $K_{U \text{ огр}} = U_{\text{зад огр}} / U_{\text{зад}}$, его величина равна единице, если ограничение не наступило. При превышении максимального уровня напряжения этот коэффициент меньше единицы и отражает глубину вхождения в ограничение. Умно-

жение этого коэффициента на выходные сигналы регуляторов тока позволяет получить заданные значения по напряжениям с учетом ограничения

$$U'_{q \text{ зад}} = K_{U \text{ осп}} U_{q \text{ зад}},$$

$$U'_{d \text{ зад}} = K_{U \text{ осп}} U_{d \text{ зад}}.$$

Подобный подход эффективно работает для случая с пропорциональным регулятором тока. Ограничение выхода интегрального регулятора требует применение специальных приемов. В частности, при достижении максимального уровня следует охватить интегратор сильной отрицательной обратной связью, тем самым трансформировав его в апериодическое звено с малой постоянной времени.

В схеме на рис. 1.23 это реализовано следующим образом: на элемент сравнения С1 подаются два сигнала $U_{q \text{ зад}}$ и $U'_{q \text{ зад}}$, если они равны между собой, то ограничение не наступило и на выходе элемента С1 нулевой уровень. При неравенстве этих сигналов возникает разность, которая усиливается пропорциональным коэффициентом и подается на вход интегратора.

1.5. Математическое описание физических процессов, связанных с созданием и поддержанием натяжения полосы в межклетьевых промежутках стана холодной прокатки

Факторами, оказывающими влияние на натяжение полосы в рассматриваемом межклетьевом промежутке, являются следующие:

- неравенство линейных скоростей полосы на выходе из предыдущей клетки и на входе в последующую клетку;
- изменение угловой скорости привода клетки (последующей или предыдущей) под действием возмущающих воздействий;
- изменение опережения металла при прокатке, связанное с отклонением параметров технологического процесса от расчетных значений;
- изменение толщины полосы на выходе из клетки (последующей или предыдущей).

Как правило, между вышперечисленными факторами существует взаимосвязь, что существенно осложняет анализ их влияния на процесс стабилизации натяжения. Поэтому предлагается первоначально ввести ряд допущений, упрощающих рассмотрение процесса, а затем поэтапно усложнять задачу, учитывая дополнительные факторы:

- на первом этапе клетки считать абсолютно жесткими, т.е. не учитывать изменение толщины полосы при изменении натяжения, также пренебречь зависимостью опережения полосы от натяжения. Задачей исследования на данном

этапе является оценка влияния быстродействия контура скорости на точность поддержания натяжения в динамических режимах;

– на втором этапе учесть зависимость опережения металла от натяжения полосы, которая, по сути, является естественной обратной связью, стабилизирующей натяжение. На данном этапе следует установить взаимосвязь между ошибками регулирования скорости привода и натяжения полосы в статических режимах;

– на третьем этапе ввести в рассмотрение жесткость клетки и связанную с этим дополнительную обратную связь между натяжением и толщиной полосы на входе в клеть. В рамках данного этапа следует установить взаимосвязь между приращением толщины полосы (изменением обжатия) и натяжением.

Натяжение полосы в i -ом межклетьевом промежутке (рис. 1.24) описывается в интегральной форме, предложенной Д.П. Морозовым

$$T_{i,i+1} = \frac{EBh}{L} \int_0^t (V_{\text{вх } i+1} - V_{\text{вых } i}) dt + T_{i,i+1 \text{ нач}},$$

где $E = 2 \cdot 10^{11}$ Н/м² – модуль упругости полосы; B, h – ширина и толщина полосы в i -ом межклетьевом промежутке, L – длина этого промежутка, $V_{\text{вых } i}$, $V_{\text{вх } i+1}$ – линейные скорости полосы на выходе из предыдущей клетки, и на входе в последующую клеть, соответственно.

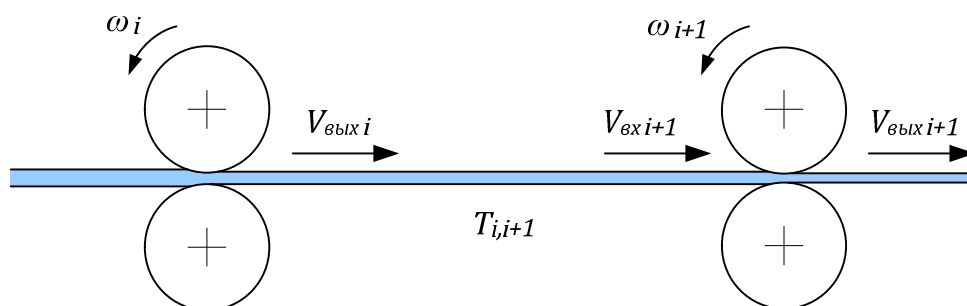


Рис. 1.24. Межклетьевой промежуток с натяжением $T_{i,i+1}$, линейная скорость полосы на выходе из предыдущей клетки $V_{\text{вых } i}$, и на входе в последующую клеть $V_{\text{вх } i+1}$

Скорости полосы на входе $V_{\text{вх } i+1}$ и выходе $V_{\text{вых } i+1}$ из клетки взаимосвязаны через уравнение постоянства секундного объема металла

$$H_{i+1} V_{\text{вх } i+1} = h_{i+1} V_{\text{вых } i+1},$$

где H_{i+1} , h_{i+1} – толщина полосы на входе и выходе $i + 1$ клетки.

Связь между угловой скоростью двигателя ω_i и линейной скоростью полосы на выходе из клетки устанавливает следующее уравнение

$$V_{\text{вых } i} = \omega_i \frac{R}{i_{\text{ред}}} (1 + S_i),$$

где $R, i_{\text{ред}}$ – радиус рабочих валков и передаточное число редуктора, соответственно;

S_i – опережение металла при прокатке в i -ой клетки.

На втором этапе в модель вводится зависимость опережения металла от натяжения, которую можно выразить формулой

$$S = S_0 + k_S(T_1 - T_0),$$

где S_0 – опережение металла при отсутствии натяжений; T_1, T_0 – переднее и заднее натяжения полосы, кН; $k_S = \frac{\partial S}{\partial T}$ – технологический коэффициент, связывающий приращение опережения и натяжения.

Заметим, что ряд авторов [21], считает, что вместо полных натяжений, выраженных в килоньютонах, в вышеприведенной формуле следует использовать удельные натяжения, выраженные в Н/мм². В настоящей работе предпочтение отдается именно такому подходу, поскольку для расчета коэффициента k_S используются графики зависимости опережения от удельного натяжения, представленные на рис. 1.25. Как следует из кривых, рост переднего натяжения приводит к увеличению опережения, а аналогичное изменение заднего натяжения приводит к уменьшению опережения. Также следует отметить, что с ростом величины обжатия металла относительное изменение опережения увеличивается, например, при обжатии в 10% оно составляет порядка 1% (при изменении натяжения на 100 Н/мм²), а при обжатии в 40% – составляет около 2,5%. Кроме того, при одном и том же обжатии в 30% различаются относительные изменения опережения, вызванные задним и передним натяжениями, которые составляют 1,91% и 1,73%, соответственно.

На третьем этапе снимается последнее допущение – абсолютная жесткость клеток. С учетом конечной жесткости толщина полосы h на выходе из клетки может быть рассчитана по известному уравнению Симса-Головина

$$h = \frac{P}{k_{\text{ж}}} + d,$$

где d – межвалковый зазор при отсутствии металла в клетки, P – усилие прокатки, $k_{\text{ж}}$ – жесткость клетки.

Усилие прокатки является сложной функцией многих параметров: входной H и выходной h толщины металла, коэффициента трения μ между металлом и валками, пределом текучести материала до и после обжатия – σ_{s0}, σ_{s1} , соответ-

ственно, длины дуги l захвата металла с учетом сплющивания валков. Расчет усилия прокатки возможно выполнить по формуле А.И. Целикова

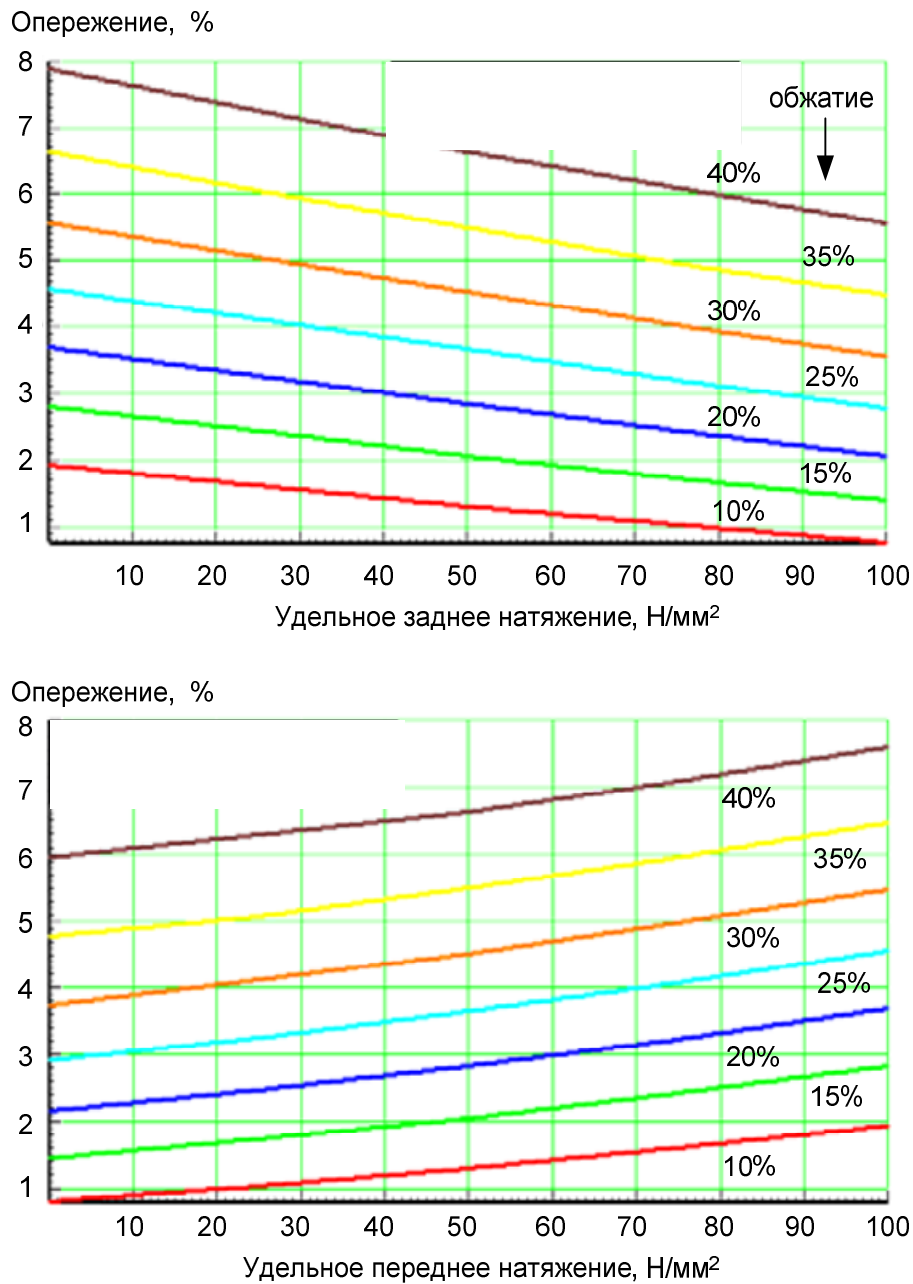


Рис. 1.25. Графики зависимости опережения металла от удельных заднего и переднего натяжений при различных обжатиях

$$P = \frac{BX_1H}{2\mu} \left[\frac{1}{\varphi} \left(\frac{X_0}{X_1} \right)^\varphi e^m - \left(\frac{X_0}{X_1} - 1 \right) - \frac{1}{\varphi} \right],$$

где B – ширина полосы,

$$\varphi = H/(H + h),$$

$$X_1 = 1,15\sigma_{s1} - \sigma_1,$$

$$X_0 = 1,15\sigma_{s0} - \sigma_0,$$

$$m = 2\mu l / (H + h).$$

При холодной прокатке следует особо выделить зависимость усилия прокатки от удельных заднего σ_0 и переднего σ_1 натяжений. Графики подобных за-

висимостей представлены на рис. 1.26. Сравнивая их с кривыми на рис. 1.25, следует отметить, что в отличие от опережения, для которого действия переднего и заднего натяжения имеют различный характер, усилие прокатки одинаково реагирует на увеличение любого из них – происходит его снижение. В количественном отношении более сильное влияние оказывает удельное заднее натяжение, например, при обжатии 30% и изменении натяжения на 100 Н/мм^2 , под действием заднего натяжения усилие прокатки снизится на 1,6 МН, а переднего – только 1,04 МН.

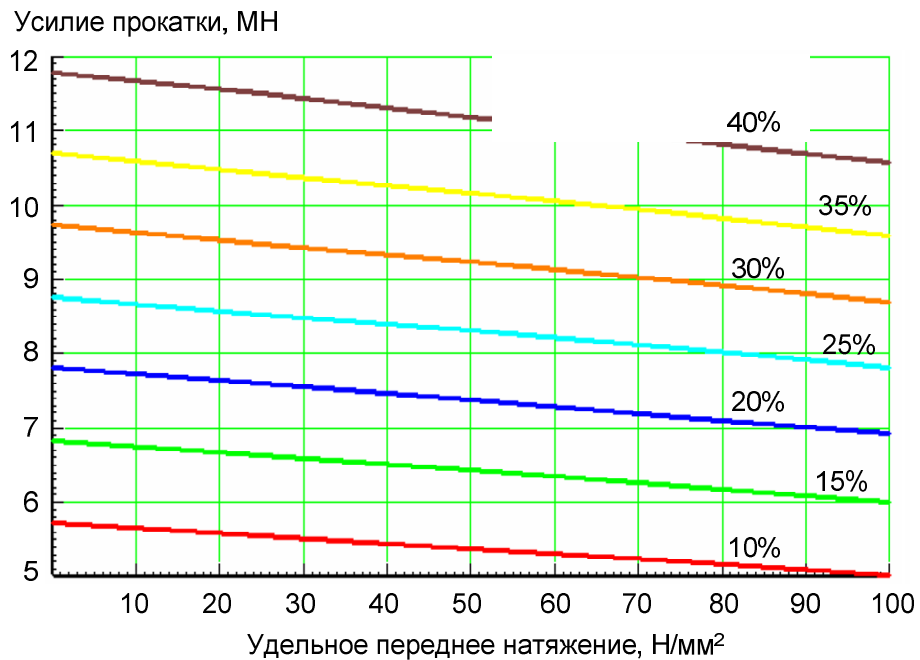
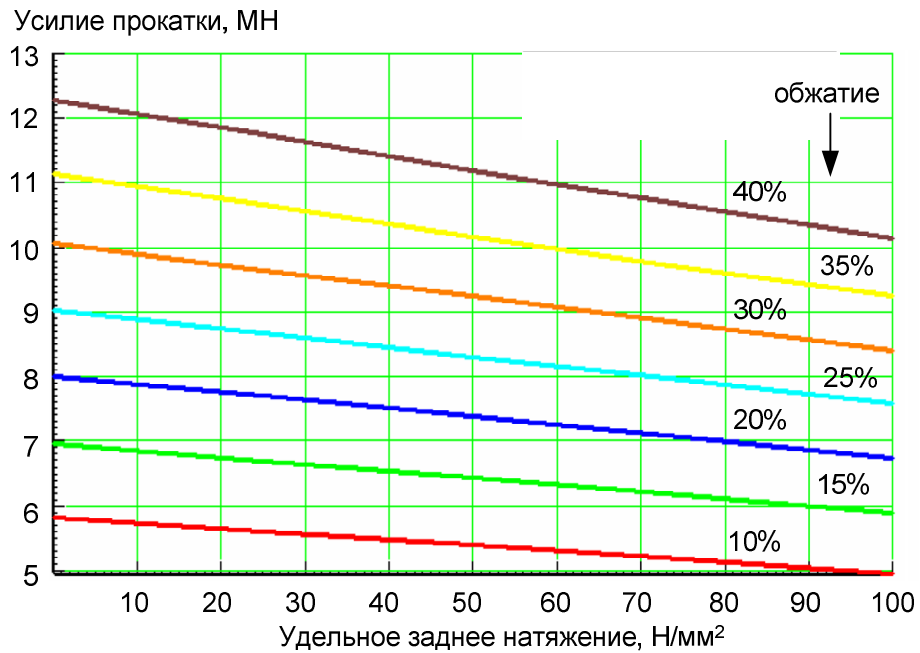


Рис. 1.26. Графики зависимости усилия прокатки от удельных заднего и переднего натяжений при различных обжатиях

При моделировании следует перейти от удельных к полным натяжениям, в этом случае коэффициенты, связывающие приращения усилия прокатки с изменениями переднего и заднего натяжений, будут различаться в меньшей степени и можно использовать их среднее значение. В качестве примера, в табл. 1.4 приведен расчет указанных коэффициентов.

Табл. 1.4 – Пример расчета технологического коэффициента

Ширина полосы	1017 мм
Толщина полосы на входе в клеть	1,820 мм
Изменение удельного заднего натяжения и соответствующее изменение усилия прокатки	100 Н/мм ² 1,6 МН
Изменение полного заднего натяжения	$100 \cdot 1,820 \cdot 1017$ = 185 кН
Коэффициент связи «усилие прокатки – полное заднее натяжение»	$1,6 \cdot 10^3 \text{ кН} / 185 \text{ кН} =$ = 8,65 кН/кН
Толщина полосы на выходе из клетки	1,219 мм
Изменение удельного переднего натяжения и соответствующее изменение усилия прокатки	100 Н/мм ² 1,04 МН
Изменение полного заднего натяжения	$100 \cdot 1,219 \cdot 1017$ = 124 кН
Коэффициент связи «усилие прокатки – полное заднее натяжение»	$1,04 \cdot 10^3 \text{ кН} / 124 \text{ кН} =$ = 8,39 кН/кН
Среднее значение коэффициента	$\frac{8,65 + 8,39}{2} = 8,5 \text{ кН/кН}$

Проанализируем влияние изменения заднего натяжения на толщину полосы на выходе из клетки с учетом ее конечной жесткости. Пусть приращение натяжения составляет 20% от заданного значения величиной 232 кН. Жесткость клетки примем равной 5,5 МН/мм, расчетное значение толщины полосы на выходе из клетки 1,219 мм.

Приращение заднего натяжения

$$20\% \cdot 0,01 \cdot 232 \text{ кН} = 46,4 \text{ кН.}$$

Изменение усилия прокатки

$$8,5 \frac{\text{кН}}{\text{кН}} \cdot 46,4 \text{ кН} = 394 \text{ кН.}$$

Изменение толщины полосы

$$\frac{394 \text{ кН}}{5,5 \cdot 10^3 \text{ кН/мм}} = 0,0716 \text{ мм} = 5,9\% \text{ от } 1,219 \text{ мм.}$$

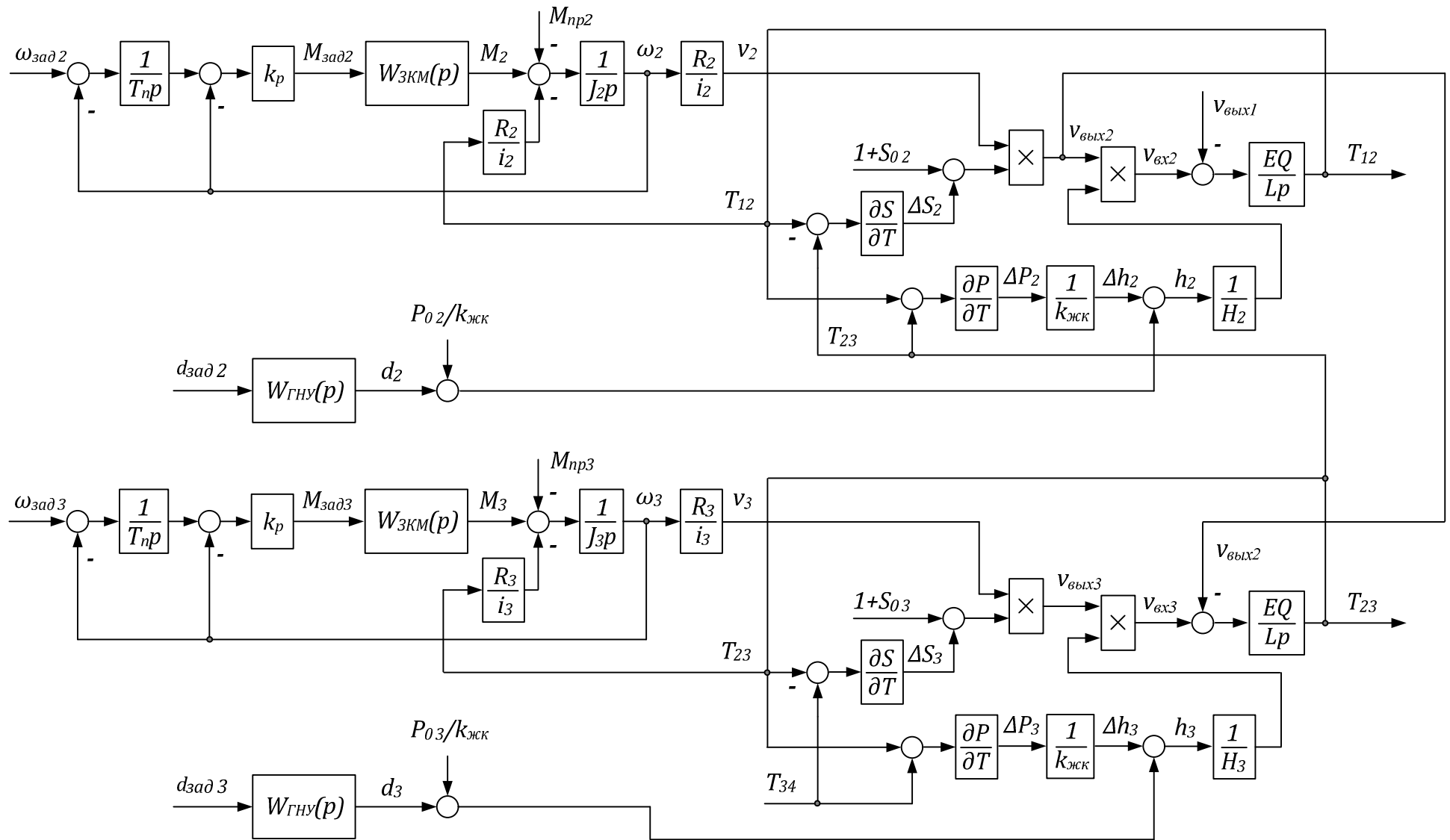


Рис. 1.27. Структурная схема математической модели, описывающей процесс создания натяжения в межклетевых промежутках, с учетом конечной жесткости клетки и зависимости опережения металла от натяжения

Таким образом, изменение заднего натяжения оказывает существенное влияние на толщину прокатываемой полосы, которая, в свою очередь, по закону постоянства секундного объема металла, связана со скоростью полосы на входе в клеть. Последняя оказывает непосредственное влияние на натяжение – круг замкнулся. Сделанные рассуждения показывают, что в процессе холодной прокатки полосы имеет место естественная стабилизирующая обратная связь по натяжению полосы, действующая через усилие прокатки.

Структурная схема математической модели, описывающей процесс создания натяжения в одном межклетьевом промежутке с учетом конечной жесткости клетки и зависимости опережения металла от натяжения, показана на рис. 1.27.

Объектом управления является интегральное звено с передаточной функцией $W(p) = \frac{EQ}{Lp}$, которое охвачено отрицательной обратной связью – это зависимость статического момента, прикладываемого к валу привода клетки №3, от натяжения T_{23} . Заметим, что присутствие указанной связи не приводит к тому, что интегратор трансформируется в апериодическое звено, поскольку местом ее приложения является сумматор внутри замкнутого контура скорости. Последний за счет двойного регулятора скорости обладает астатизмом по возмущению, поэтому обратная связь по натяжению не оказывает стабилизирующего воздействия.

При учете зависимости опережения металла от натяжения дополнительно формируются две отрицательные обратные связи по натяжению, оказывающие влияние на скорости выхода полосы из двух последовательно расположенных клеток. Важно отметить, что охватываемые ими контуры не пересекаются с контурами регулирования скорости, поэтому действие этих связей оказывает стабилизирующий эффект по натяжению.

На рис. 1.28 представлены результаты моделирования для двух вариантов: в первом – рассогласование между расчетным и фактическим опережениями при прокатке во второй клетке было принято равным 2%, при этом фактические значения обжатия полосы во второй и третьей клетках были приняты равными заданным значениям; во втором варианте - опережения металла в клетках задавались без отклонений от фактических значений, при этом фактическое обжатие в третьей клетке было принято на 2% меньше, чем заданное значение. При моделировании учитывалась конечная жесткость клеток и зависимость опережения металла от натяжения.

Сравнительный анализ кривых на рис. 1.28 показывает, что учет конечной жесткости клетки является сильным фактором, стабилизирующим отклонение натяжения при рассогласованиях между расчетным и фактическим значе-

ниями опережениями и обжатыми. Действительно, величина рассогласований на рис. 1.28 была принята 2%, однако отклонения натяжения полосы, достигающие 13 кН, не превысили 9% от требуемого значения.

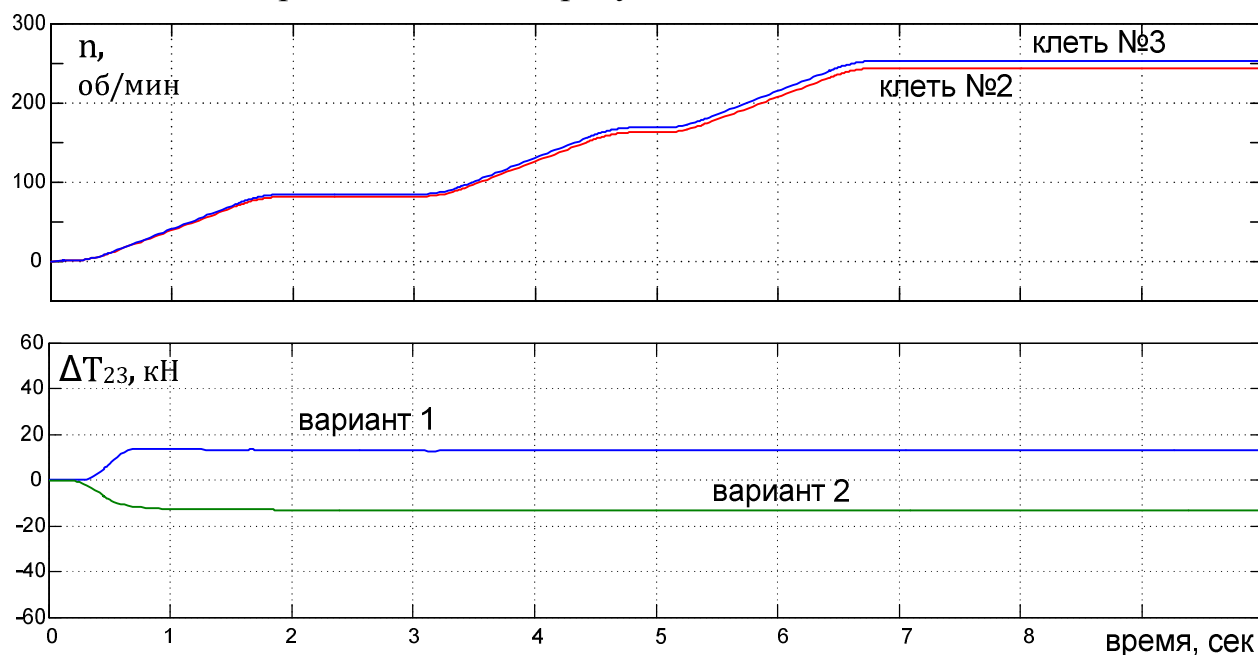


Рис. 1.28. Графики изменение скоростей вращения приводов клеток №2, №3 и отклонения натяжения при разгоне стана для случая: клетки имеют конечную жесткость, настройки регуляторов скорости – идентичны, учтена зависимость опережения металла от натяжения, рассогласование между расчетным и фактическим значениями составляют – 2% по опережению (вариант 1), 2% по обжатию (вариант 2)

Выводы

1. Разработано математическое описание источников питания (сети) к которым присоединены преобразователи частоты главного электропривода клетки стана холодной прокатки. Отличительной особенностью источников является последовательное соединение первичных обмоток преобразовательных трансформаторов и различные группы соединения их вторичных обмоток (звезда, треугольник).

2. Представлено описание модели активного выпрямителя, выполненного по трехуровневой схеме со средней точкой. Модель позволяет проводить исследования в режиме с широтно-импульсной модуляцией, и в диодном режиме.

3. Разработано математическое описание трехуровневого инвертора с пространственно-векторным способом широтно-импульсной модуляцией. В модели инвертора учтено влияние токов нагрузки на напряжения на конденсаторах звена постоянного тока.

4. Представлено описание модели синхронного двигателя во вращающейся системе координат. В модели учтено влияние демпферных обмоток ротора. Разработана система векторного управления частотно-регулируемым синхронным электроприводом.

5. Разработано математическое описание физических процессов, связанных с созданием и поддержанием натяжения полосы в межклетевых промежутках стана холодной прокатки. В модели учтено влияние натяжения на опережение металла и усилие прокатки.

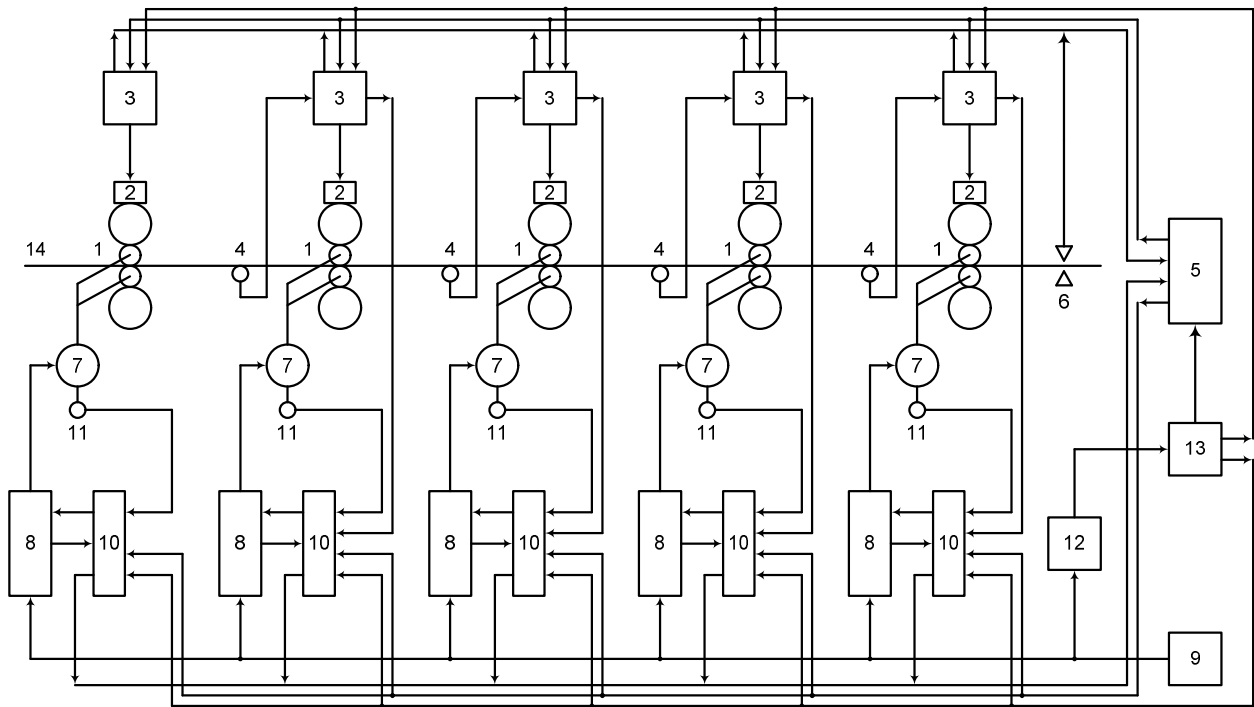
6. В программной среде Matlab/Simulink выполнена реализация полной структуры электропривода «питающая сеть – активный выпрямитель – инвертор – синхронный двигатель». На основе описания электропривода разработана модель непрерывного прокатного стана, содержащего группу клеток, электропривода которых взаимосвязаны через металл.

2. Разработка новых способов управления, повышающих устойчивость электропривода и технологического процесса прокатки

Краткая характеристика разработанных способов управления, повышающих устойчивость электропривода и технологического процесса прокатки при провалах напряжения питающей сети приведена ниже. На каждый из предложенных способов получены охранные документы (патенты на полезную модель или изобретение). В разработанной системе автоматического управления непрерывным станом холодной прокатки (патент РФ на ПМ №166500) [28] предлагается поэтапное восстановление работы электропривода после провала напряжения, благодаря которому вероятность отключения электропривода при срабатывании токовой защиты значительно снижается. В разработанной системе управления активным выпрямителем (патент РФ на изобретение №2699374) [29] предлагается переключающаяся структура СУ: в нормальных режимах – векторный закон регулирования, а при провалах напряжения – релейно-векторный закон. Применение последнего значительно повышает быстродействие контура тока и, как следствие, устойчивость электропривода. Альтернативным способом повышения устойчивости электропривода является использование дополнительных устройств, включаемых между сетью и преобразователем частоты. В разработанном устройстве динамического восстановления при провалах напряжение (патент РФ на ПМ №153407) [30] напряжение на входе преобразователя частоты стабилизируется за счет дополнительной ЭДС вольтодобавочного трансформатора. В другом варианте исполнения (заявка на изобретение 2019135537) [31] дополнительно предлагается включать ступени фильтро-компенсирующего устройства для повышения напряжения в точке подключения электропривода. Была разработана серия способов стабилизации напряжения на входе преобразователей частоты с диодным выпрямителем патенты РФ на ПМ №139058 [32], 139882 [33], 143642 [34], 147099 [35]. Идея заключается в использовании резервного ввода при провалах напряжения по основному вводу и специальных методов деления нагрузок по двум вводам в нормальных режимах работы.

2.1. Система автоматического управления непрерывного широкополосного стана холодной прокатки

Функциональная схема разработанной системы управления непрерывным широкополосным станом холодной прокатки представлена на рис. 2.1 (патент РФ на ПМ №166500 [28]). Стан содержит пять последовательно расположенных клетей 1.



1 – клеть, 2 - гидронажимное устройство, 3 – блок управления гидронажимным устройством, 4 - датчик межклетевого натяжения полосы, 5 - блок управления технологическим процессом прокатного стана, 6 – толщиномер, 7 - приводной двигатель, 8 - преобразователь частоты, 9 – источник питания, 10 - блок управления электроприводом прокатных валков, 11 - датчик скорости вращения ротора приводного двигателя, 12 - датчик несимметричного провала напряжения источника питания, 13 блок торможения и перезапуска стана, 14 – прокатываемая полоса

Рис. 2.1. Функциональная схема системы управления непрерывного широкополосного стана холодной прокатки

Недостатком известных систем управления [36, 37] является их низкая надежность при перезапуске стана после кратковременного (0,1 – 0,2 сек) несимметричного провала напряжения источника питания (до 10 % и более) электроприводов прокатных клеток. Это обусловлено тем, что после восстановления напряжения источника питания в преобразователях частоты одновременно осуществляется перевод инверторов напряжения из режима холостого хода в рабочий режим, при котором приводные двигатели восстанавливают номинальные моменты вращения, и перевод активных выпрямителей из режима диодного выпрямителя в режим активного выпрямителя. В результате, когда осуществляется прокатка сортамента полосы со значительной загрузкой клеток, совпадение по времени указанных действий при перезапуске стана приводит к тому, что токи преобразователей частоты превышают предельно допустимые значения. При этом происходит аварийное отключение преобразователей частоты, что приводит к нерегулируемому процессу прокатки полосы в клетях

непрерывного прокатного стана и создаются условия для обрыва прокатываемой полосы или повреждения оборудования стана.

В предложенную систему управления НШСХП заложен принцип поэтапного восстановления работоспособности преобразователя частоты, при его перезапуске после кратковременного несимметричного провала напряжения источника питания электроприводов прокатных клетей, что ограничивает до допустимых уровней токи преобразователей частоты и повышает надежность системы автоматического управления стана.

Система автоматического управления непрерывного широкополосного стана холодной прокатки работает следующим образом.

В нормальном режиме работы прокатных клетей 1 широкополосного стана блок управления технологическим процессом прокатного стана 5 формирует сигналы для блоков управления гидронажимным устройством 3 клетей и для блоков управления электроприводами прокатных валков 10, одновременно получая информацию о ходе технологического процесса с указанных блоков 3, 10 и толщиномером 6. При этом блок управления технологическим процессом прокатного стана 5 согласно программе прокатки для каждого сортамента металла задает межвалковые зазоры по клетям, выходную толщину готовой продукции, межклетевые натяжения полосы, скорость прокатки полосы по клетям.

Блоки управления гидронажимным устройством 3, воздействуя на межвалковые зазоры клетей 1, обеспечивают требуемые межклетевые натяжения полосы при их отклонениях от заданных значений в диапазоне от 5% до 20%. При отклонениях текущих межклетевых натяжений от заданных более 20% в регулирование натяжений принимают участие блоки управления электроприводами прокатных валков 10, которые посредством преобразователей частоты 8, изменяя скорости вращения приводных двигателей 7, обеспечивают требуемые межклетевые натяжения полосы. При отклонениях - менее 5%, что соответствует зоне нечувствительности блока управления гидронажимным устройством 3, межвалковые зазоры клетей 1 остаются неизменными.

В нормальном режиме работы прокатных клетей 1 непрерывного стана при отклонениях текущих межклетевых натяжений до 20% от заданных значений блоки управления электроприводами прокатных валков 10, воздействуя на преобразователи частоты 8, регулируют скорости вращения прокатных клетей 1, чтобы обеспечить заданную толщину полосы.

Указанные преобразователи частоты 8 построены на полностью управляемых ключах по симметричной схеме с многоуровневыми инвертерами напряжения, звеном постоянного тока и многоуровневыми активными выпрямителями. Такое схемное решение обеспечивает двунаправленный обмен энергии и

хорошую электромагнитную совместимость между источником питания 9, преобразователем частоты 8 и приводным двигателем 7.

Блоки управления электроприводами прокатных валков 10 формирует сигналы управления для активных выпрямителей и инверторов напряжения преобразователей частоты 8. При этом активные выпрямители формируют практически синусоидальную форму сетевых токов и нулевое потребление реактивной мощности. Применение широтно-импульсной модуляции по методу удаления выделенных гармоник при относительно невысокой частоте коммутации, обеспечивает хорошую электромагнитную совместимость преобразователя частоты 8 с источником питания 9 и высокую его эффективность.

Инверторы напряжения преобразователя частоты 8 обеспечивают необходимый диапазон и точность регулирования скоростей приводных двигателей 7 для поддержания качества прокатываемой полосы и безаварийности работы стана. Кроме того инверторы напряжения преобразователей частоты 8, благодаря многоуровневому исполнению и релейно-векторному управлению при относительно невысокой частоте коммутации обеспечивают для приводных двигателей 7 формирование требуемого момента вращения с малыми пульсациями.

В аварийном режиме работы прокатных клетей 1 непрерывного стана, когда возникает кратковременный несимметричный провал напряжения источника питания 9 с датчика несимметричного провала напряжения 12 на вход блок торможения и перезапуска стана 13 поступает сигнал «несимметричный провал напряжения». При этом блок 13 прерывает нормальную работу блока управления технологическим процессом прокатного стана 5. Одновременно блок торможения и перезапуска стана 13 переводит работу всех блоков управления электроприводами прокатных валков 10 в режим «быстрый останов при несимметрии напряжения», при котором активные выпрямители преобразователей частоты 8 переходят в режим диодного выпрямителя, а инверторы напряжения преобразователей частоты 8 в режим близкий к холостому ходу. При этом токи и моменты вращения, создаваемые приводными двигателями 7, снижаются практически до нуля, напряжения в звеньях постоянного тока преобразователей частоты 8 сохраняется на рекомендуемом уровне. Благодаря свойству саморегулирования стана и рациональному проектированию моментов инерции его клетей 1, а также принятым мерам по управлению моментами приводных двигателей 7 обеспечивается удовлетворительный процесс прокатки полосы в клетях 1. Процесс регулирования толщины прокатываемой полосы 14 при этом прерывается. Кроме того, в аварийном режиме работы прокатных клетей 1 непрерывного стана блок торможения и перезапуска стана 13 осуществляет управление блоками управления гидронажимных устройств 3, которые через гидронажимные устройства 2, продолжают регулирование межклетевых

натяжений полосы, хотя и не во всем диапазоне. В результате принятых мер снижается вероятность обрыва прокатываемой полосы 14 и повреждение оборудования стана при кратковременном несимметричном провале напряжения источника питания 9.

В аварийном режиме предлагаемая система автоматического управления определяет факт несимметричного провала напряжения источника питания 9 прямым методом измерения несимметрии напряжения - датчиком 12, а в известных системах - косвенным методом, по значительному увеличению двух токов активного выпрямителя преобразователя частоты 8. Последнее вызвано тем, что в сетевом напряжении источника питания 9 возникает составляющая обратной последовательности, которая при неизменных законах управления активными выпрямителями и инверторами напряжения преобразователя частоты 8 не компенсируется со стороны активного выпрямителя преобразователя частоты 8. В результате может произойти аварийное отключение преобразователей частоты 8, вследствие значительного увеличения его токов, что приведет к нерегулируемому процессу прокатки полосы в клетях 1 прокатного стана и создаст условия для обрыва прокатываемой полосы 14 или повреждения его оборудования. На временном интервале, когда осуществляется торможение прокатного стана работа его клеток 1 для предлагаемой и известной системы аналогична.

В предлагаемой системе автоматического управления перезапуск стана по истечении короткого временного интервала несимметричного провала напряжения осуществляют путем поэтапного восстановления работоспособности преобразователей частоты 8. При этом первоначально осуществляют перевод активных выпрямителей преобразователей частоты 8 из режима диодного выпрямителя в режим активного выпрямителя. Затем, после зарядки конденсаторов звеньев постоянного тока преобразователей частоты 8 до заданных значений осуществляют перевод инверторов напряжения преобразователей частоты 8 из режима холостого хода в режим восстановления приводными двигателями 7 моментов вращения, т.е. разделяют во времени эти два процесса. Первоначально моменты приводных двигателей 7 устанавливают равными моментам сопротивлений прокатных клеток 1, которые они имеют в момент восстановления симметричного напряжения источника питания 9. При этом снижение скоростей приводных двигателей 7 прокатных клеток 1 прекращается. Затем с заданным темпом разгона начинают увеличивать скорости приводных двигателей 7 прокатных клеток 1 до значений, которые предусмотрены программой прокатки полосы для данного сортамента. При установлении нормального режима работы прокатных клеток 1 широкополосного стана работа блока управления технологическим процессом прокатного стана 5 восстанавливается.

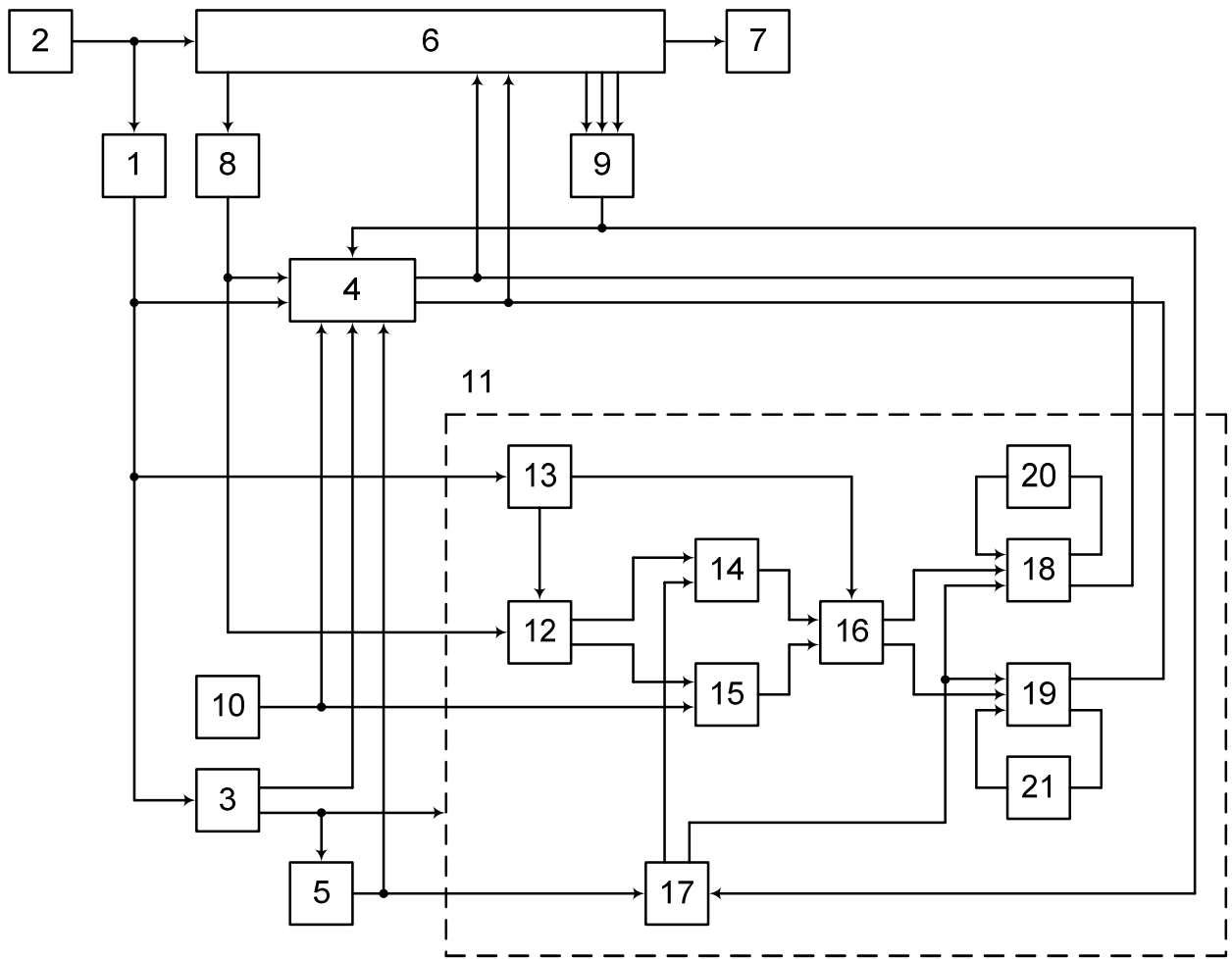
Таким образом, в предлагаемой системе автоматического управления перезапуск стана по истечении короткого временного интервала (0,1 – 0,2 сек) несимметричного провала напряжения источника питания (до 10 % и более) электроприводов прокатных клетей осуществляют поэтапное введение в работу активных выпрямителей и инверторов напряжения преобразователей частоты. Первоначально, по команде переводят активные выпрямители из режима диодного выпрямителя в режим активного выпрямителя, а затем после зарядки конденсаторов звеньев постоянного тока до заданных значений осуществляют с заданным темпом перевод инверторов напряжения из режима холостого хода в режим восстановления приводными двигателями заданных скоростей. Это позволяет ограничить до допустимых уровней токи преобразователей частоты, что снижает вероятность аварийного отключения преобразователей частоты и повышает надежность работы системы автоматического управления непрерывного широкополосного стана холодной прокатки при его перезапуске.

2.2. Релейно-векторная система управления активным выпрямителем в составе высоковольтного преобразователя частоты

Недостатком известных устройств управления трехфазным активным выпрямителем с векторным законом регулирования [38-40] является низкая надежность его работы при кратковременных несимметричных провалах напряжения источника питания, что обусловлено значительным увеличением первой гармоники отдельных фазных токов активных выпрямителей и значительным колебанием напряжения звена постоянного тока, что приводит к отключению активных выпрямителей.

Функциональная схема системы управления высоковольтным преобразователем частоты представлена на рис. 2.2 (патент РФ на изобретение №2699374) [29]. Предлагаемое устройство может быть использовано для управления трехфазными трехуровневыми активными выпрямителями напряжения высоковольтного преобразователя частоты, система управления которого при кратковременных несимметричных провалах напряжения сети переключает режим работы ключей активных выпрямителей с широтно-импульсного способа управления на релейно-векторное управление.

Предлагаемое устройство обеспечивает повышение надежности и быстроты действия работы трехфазных трехуровневых активных выпрямителей при кратковременных несимметричных провалах напряжения источника питания.



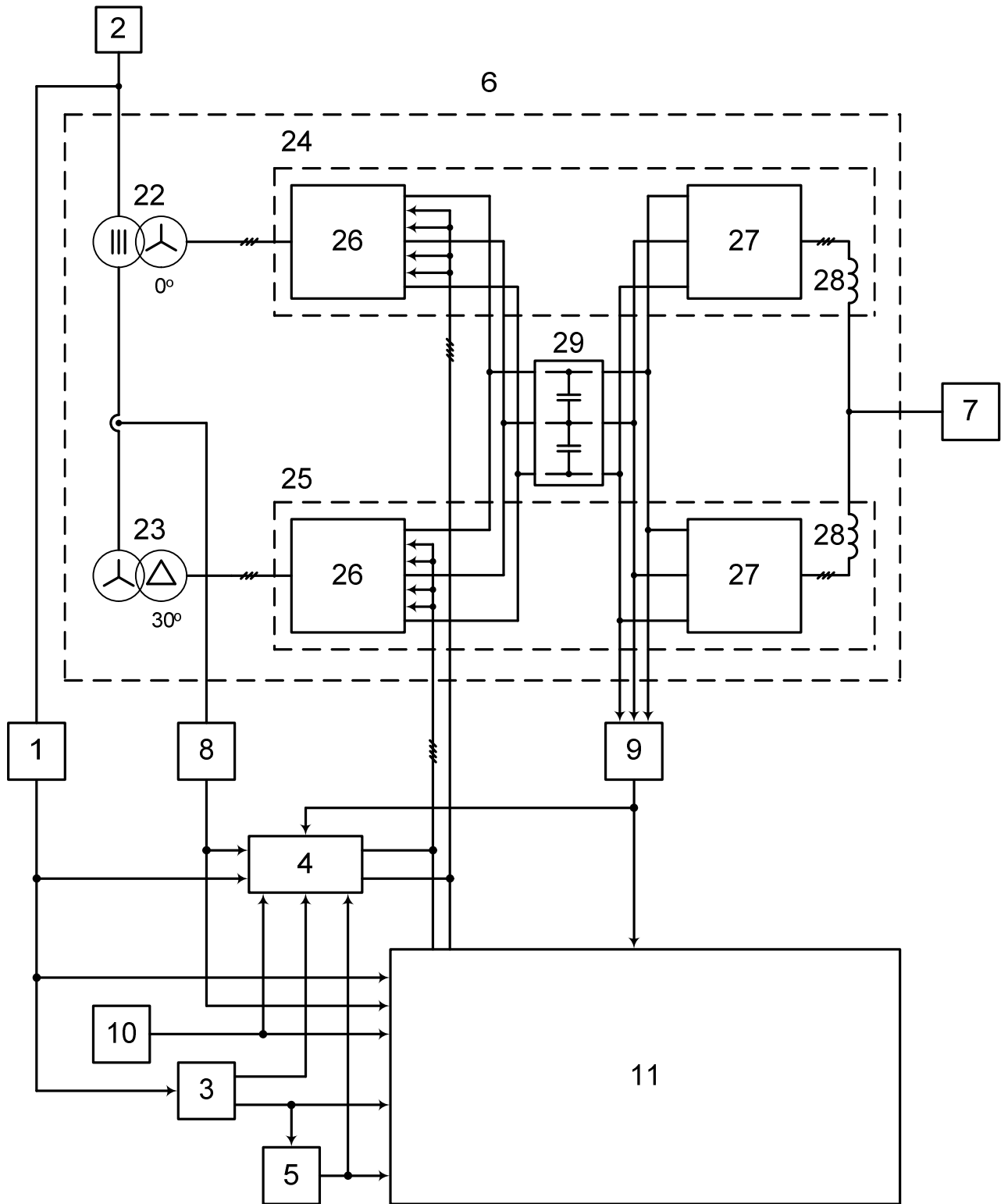
1 - датчик напряжения; 2 – источник питания; 3 - блок вычисления несимметрии напряжения источника питания; 4 - система управления преобразователем частоты при симметричном напряжении источника питания; 5 - задатчик напряжения звена постоянного тока; 6 – высоковольтный преобразователь частоты; 7 – синхронная машина; 8 – датчик тока; 9 - датчик напряжения звена постоянного тока; 10 - задатчик реактивного тока; 11 - система управления высоковольтным преобразователем частоты при несимметричном напряжении источника питания; 12 - блок вычисления активной и реактивной составляющих токов; 13 - блок фазовой автоподстройки частоты; 14 – релейный регулятор активного тока; 15 - релейный регулятор реактивного тока; 16 - блок предварительного выбора базового вектора напряжения активных выпрямителей высоковольтного преобразователя частоты; 17 - блок вычисления заданного значения активного тока и состояния баланса напряжений на конденсаторах звена постоянного тока высоковольтного преобразователя частоты; 18 - блок выбора базового вектора напряжения для активного выпрямителя напряжения первого преобразователя частоты и формирования управляющих сигналов ключами указанного выпрямителя; 19 - блок выбора базового вектора напряжения для активного выпрямителя напряжения второго преобразователя частоты и формирования управляющих сигналов ключами указанного выпрямителя; 20 - блок хранения предыдущего значения базового вектора напряжения для активного выпрямителя напряжения первого преобразователя частоты; 21 - блок хранения предыдущего значения базового вектора напряжения для активного выпрямителя напряжения второго преобразователя частоты

Рис. 2.2. Устройство управления высоковольтным преобразователем частоты

Технический результат, создаваемый устройством, заключается в создании условий при кратковременных несимметричных провалах напряжения источника питания, обеспечивающих: ограничение увеличения первой гармоники отдельных фазных токов активных выпрямителей, ограничение диапазона колебаний напряжения звена постоянного тока, а также снижение разбалансировки напряжений на конденсаторах звена постоянного тока до допустимых пределов, чтобы исключить аварийное отключение трехфазных трехуровневых активных выпрямителей и повысить надежность работы высоковольтного преобразователя частоты.

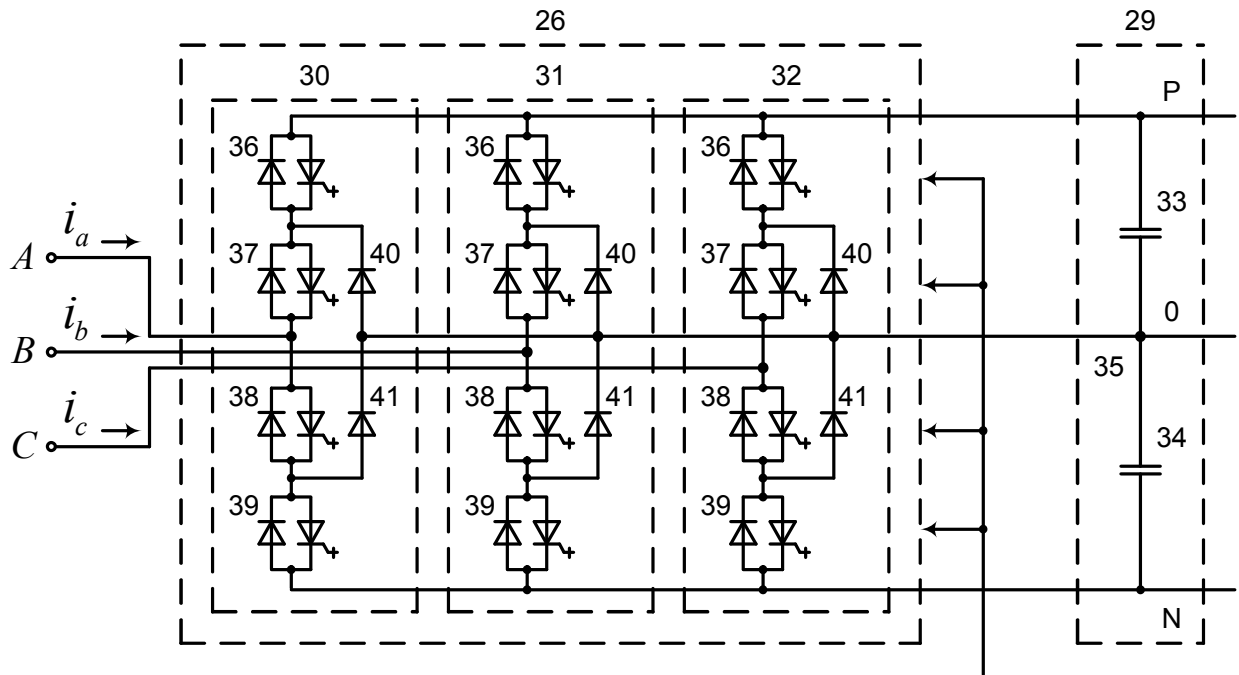
На рис. 2.3 изображена функциональная схема высоковольтного преобразователя частоты. На рис. 2.4 изображена схема трехфазного трехуровневого активного выпрямителя напряжения. На рис. 2.5 изображены две плоскости, каждая из которых содержит двадцать четыре ненулевых базовых вектора напряжения, которые определенным образом объединены в семь групп – a , b , c , a_p , b_p и b_n . На рис. 2.6 изображена плоскость, содержащая 144 ненулевых базовых вектора напряжения, которые получены в результате суммирования специально отобранных векторов, изображенных на ранее указанных двух плоскостях. На рис. 2.7 приведены упрощенная схема замещения активного выпрямителя напряжения (а) и векторные диаграммы (б, в, г), поясняющие динамику изменения активного и реактивного токов активного выпрямителя напряжения. На рис. 2.8 приведены характеристики релейных регуляторов активного и реактивного токов активного выпрямителя напряжения.

На рис. 2.5,а изображена плоскость, которая широко известна и общедоступна в источниках посвященных данной тематике [17]. Указанная плоскость содержит двадцать четыре ненулевых базовых вектора напряжения, которые определенным образом объединены в семь групп – a , b , c , a_p , a_n , b_p и b_n . Вектора расположены на границах двенадцати тридцатиградусных секторов, которые пронумерованы от 1.1 до 1.12. Эти вектора обеспечивают регулирование входного напряжения активного выпрямителя первого преобразователя частоты в пределах от 0,5 до 1,0 его номинального значения. Возле каждого из двадцати четырех векторов (рис. 2.5,а) расположены три большие буквы, которые указывают, каким образом при выборе этого вектора осуществляется подключение соответствующих входов A , B и C активного выпрямителя 26 (рис. 2.4) первого преобразователя частоты 24 к звену постоянного тока 29 преобразователя частоты. Например, обозначение $P0N$ указывает, что вход фазы A активного выпрямителя 26 подключен к положительному потенциалу (P) звена постоянного тока 29 преобразователя частоты, вход фазы B – к его нейтральной точке (0), а вход фазы C – к его отрицательному потенциалу (N).



22, 23 - первый и второй трехфазные фазосдвигающие трансформаторы соответственно на 0 и +30 градусов; 24, 25 – первый и второй преобразователи частоты; 26 – трехфазный трехуровневый активный выпрямитель; 27 - трехфазный трехуровневый инвертор напряжения; 28 - дроссель

Рис. 2.3. Функциональная схема высоковольтного преобразователя частоты

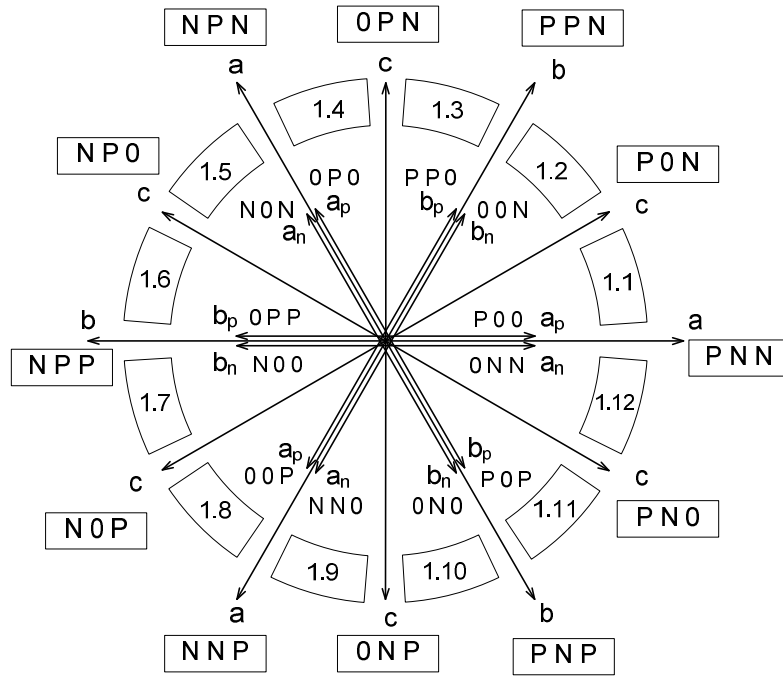


29 – звено постоянного тока; 30, 31, 32 – фазные стойки; 33, 34 – первый и второй конденсаторы; 35 – общая точка конденсаторов; 36, 37, 38, 39 – первый, второй, третий и четвертый полностью управляемые ключи; 40, 41 – первый и второй диоды

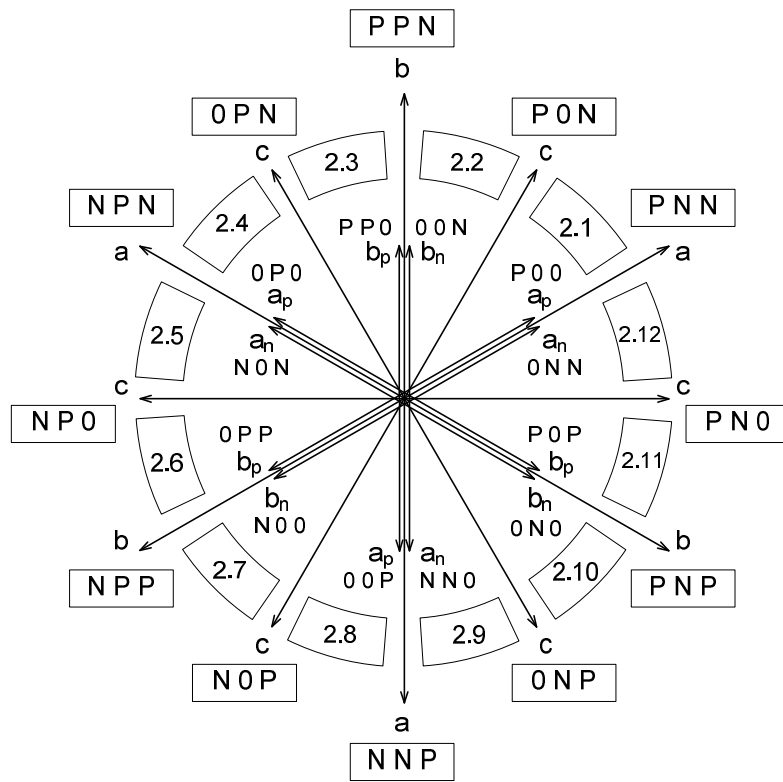
Рис. 2.4. Схема трехфазного трехуровневого активного выпрямителя напряжения

На рис. 2.5,б изображена вторая плоскость с аналогичными базовыми векторами a , b , c , a_p , a_n , b_p и b_n , которые совместно с секторами от 2.1 до 2.12 относительно своих одноименных векторов на рис. 2.5,а повернуты на 30 градусов против хода часовой стрелки. Вектора на второй плоскости (рис. 2.5,б) обеспечивают регулирование входного напряжения активного выпрямителя 26 второго преобразователя частоты 25 в пределах от 0,5 до 1,0 его номинального значения.

На рис. 2.6 изображена третья плоскость, содержащая 144 ненулевых базовых вектора напряжения, которые получены в результате суммирования специально отобранных векторов, изображенных на первой и второй плоскостях базовых векторов напряжений (рис. 2.5,а и 2.5,б). Отметим, что реальное количество векторов, которое можно получить по результатам суммирования, достигает 576 штук, т.е. значительно больше, чем их изображено на рис. 2.5. Здесь показаны специально отобранные вектора, обеспечивающие минимальное количество переключений ключей в каждом активном выпрямителе, их равномерную загрузку и высокий коэффициент полезного действия каждого активного выпрямителя и всего преобразователя в целом. Разработанный способ управления устройством также обеспечивает высокую надежность работы преобразователя частоты и удовлетворительный гармонический состав его входных токов.



a)



б)

Рис. 2.5. Изображены две плоскости, каждая из которых содержит двадцать четыре ненулевых базовых вектора напряжения, которые определенным образом объединены в семь групп – a , b , c , a_p , a_n , b_p и b_n

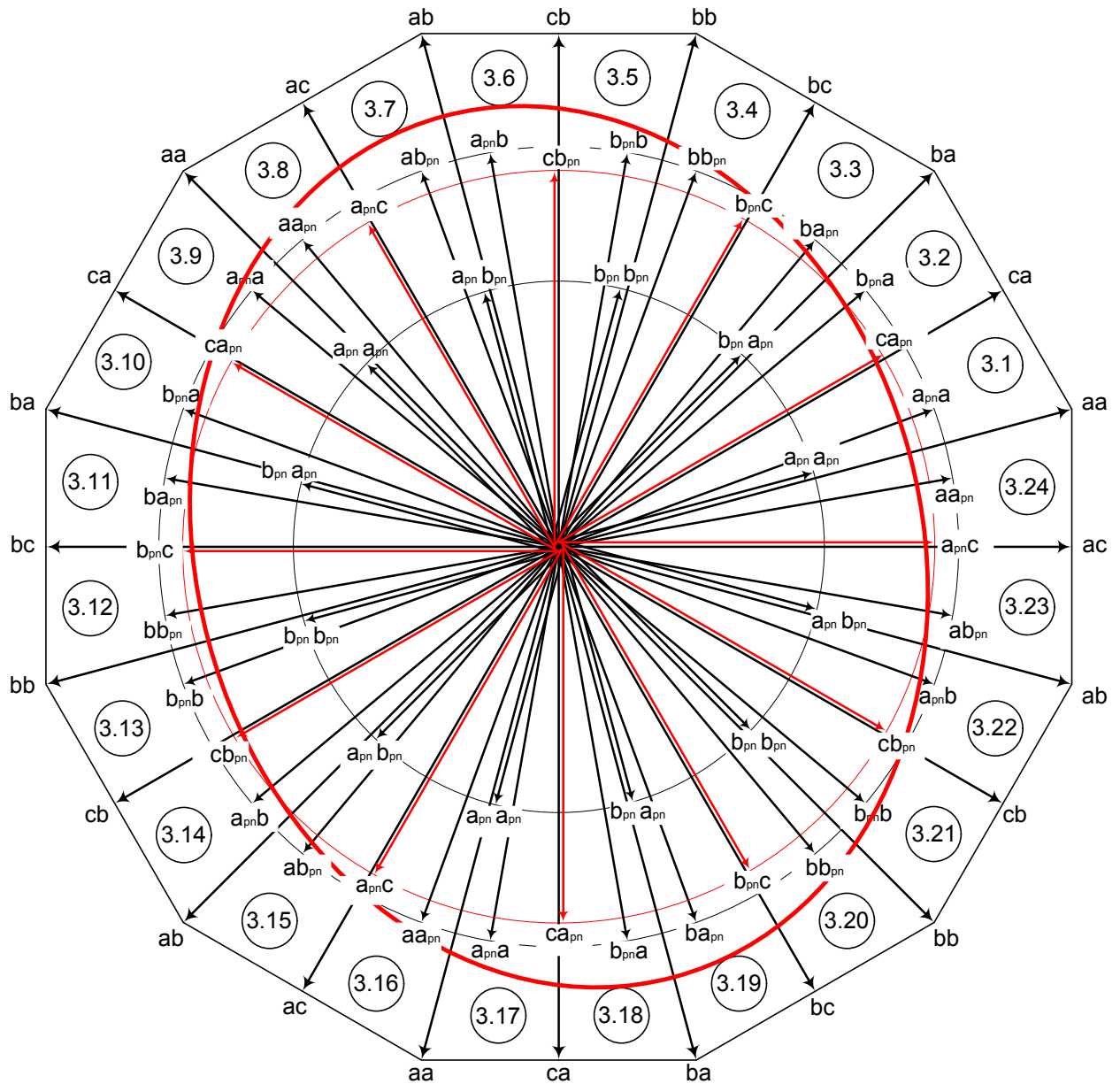


Рис. 2.6. Плоскость, содержащая 144 ненулевых базовых вектора напряжения, которые получены в результате суммирования специально отобранных векторов, изображенных на рис. 2.5

Алгоритм формирования базовых векторов напряжений на рис. 2.6 следующий.

Первый шаг – каждый вектор первой плоскости (рис. 2.5,а) суммируется, с вектором второй плоскости (рис. 2.5,б), который имеет такое же направление в изображенной системе координат. Например, вектор «а» на рис. 2.5,а суммируется с вектором «с» на рис. 2.5,б, имеющий такое же направление.

Второй шаг – каждый вектор первой плоскости (рис. 2.5,а) суммируется, с вектором второй плоскости, направление которого отличается от его направле-

ния на ± 30 градусов. Например, вектор «а» (рис. 2.5,а) суммируется с векторами «а», «а_р» и «а_н» (рис. 2.5,б), опережающие его на 30 градусов, и с векторами «b», «b_р» и «b_н», отстающие от него на 30 градусов.

В результате суммирования вышеуказанных векторов получим семь векторов «ас», «аа», «аа_р», «аа_н», «ab», «ab_р» и «ab_н». Однако на рис. 2.6 изображено пять векторов «аа», «ас», «ab», «аа_{рн}», «ab_{рн}». Здесь запись «аа_{рн}» означает, что фактически на этом месте на плоскости векторов находятся два вектора «аа_р» и «аа_н», имеющие одинаковое направление и равные модули. Приведенная запись «аа_{рн}» позволяет уменьшить количество векторов, изображаемых на плоскости рис. 2.6, т. е. сделать рисунок менее насыщенным векторами. Аналогично, обозначение «ab_{рн}» указывает, что на этом месте находятся два вектора «ab_р» и «ab_н». Сказанное справедливо и для остальных записей на рис. 2.6, в том числе для записей, содержащих два вектора с двумя индексами. Например, обозначение «а_{рн}а_{рн}» указывает, что на этом месте на плоскости находятся четыре вектора «а_ра_р», «а_ра_н», «а_на_р» и «а_на_н».

Третий шаг – все вектора распределены между тремя группами (рис. 2.6), в зависимости от длины их модулей: группа коротких векторов, группа средних векторов и группа длинных векторов. При этом в пределах каждой группы модули векторов не должны существенно отличаться друг от друга. Модули средних векторов в 1,41 и 1,5 больше, чем модули коротких векторов, а модули длинных векторов в 1,93 и 2 раза больше, чем модули коротких векторов. Пояснения, почему средние и длинные вектора во столько раз отличаются от коротких векторов, будут даны ниже.

К группе коротких векторов (рис. 2.6) относятся вектора «а_{рн}а_{рн}», «b_{рн}а_{рн}», «b_{рн}b_{рн}», «а_{рн}b_{рн}». На третьей плоскости базовых векторов их изображено 12 штук. Однако, как ранее было отмечено, двойной индекс вектора «а_{рн}» указывает, что фактически на указанном месте на плоскости векторов находятся два вектора «а_р» и «а_н». Обозначение вектора «а_{рн}а_{рн}» указывает, что на указанном месте на плоскости векторов находятся четыре вектора «а_ра_р», «а_ра_н», «а_на_р» и «а_на_н». Таким образом, на рис. 2.6 общее количество коротких векторов – 48, при этом модули всех векторов равны.

К группе средних векторов на рис. 2.6 относятся вектора «а_{рн}а», «са_{рн}», «b_{рн}а» и т.д. Каждый средний вектор содержит один из следующих векторов «а», «b» или «с» и один из двух векторов «а_{рн}» или «b_{рн}» в разных комбинациях. Количество таких векторов (рис. 2.6) – 36. Однако, учитывая, что каждый средний вектор содержит один вектор с двойным индексом, то общее количество средних векторов будет равно 72.

К группе длинных векторов (рис. 2.6) относятся вектора «аа», «са», «ba» и т. д. Количество таких векторов 24. Причем модули 12 длинных векторов («аа»,

«ba», «bb» и т. д.) в 2 раза больше, чем модули коротких векторов (« $a_{pn}a_{pn}$ », « $b_{pn}a_{pn}$ » и т. д.), а модули других 12 векторов отличаются в 1,93 раза от модулей коротких векторов, т. е. чуть короче. Разница составляет 3, 5%, принимает, что это вполне допустимое отклонение. На рис. 2.6 видно, что чуть укороченные длинные вектора содержат в своем составе вектор «с», например, «са», «bc» и т. д.

Таким образом, из 576 векторов, которые можно было получить в результате суммирования векторов первой и второй базовых плоскостей (рис. 2.5,а, 2.5,б) отобрано 144 ненулевых базовых вектора напряжения, разделенных на три группы: короткие - 48, средние - 72 и длинные - 24. При этом длинные вектора «aa», «са», «ba» и т. д., делят третью плоскость на двадцать четыре пятнадцатиградусных сектора, пронумерованные (рис. 2.6) номерами от 3.1 до 3.24.

Заявляемая система управления в процессе ее работы в определенные моменты времени осуществляет выбор одного из 144 векторов. За период питающего напряжения выбранные вектора эффективно регулируют мгновенные входные напряжения активных выпрямителей 26 (рис. 2.3) первого 24 и второго 25 преобразователей частоты в пределах от 0,5 до 1,0 их номинальных значений. При этом выбранные вектора обеспечивают минимальное количество переключений ключей в каждом активном выпрямителе, их равномерную загрузку, высокий коэффициент полезного действия каждого активного выпрямителя и всего преобразователя в целом. Кроме того, достигается высокое быстродействие преобразователя частоты при использовании вышеуказанных векторов (рис. 2.6), что особенно важно при кратковременных несимметричных провалах напряжения.

Введем понятие «1-ый диапазон регулирования», когда для формирования входных напряжений активных выпрямителей 26 первого 24 и второго 25 преобразователей частоты (в пределах от 0,5 до 0,75 их номинальных значений) выбираются короткие и средние вектора (рис. 2.6). Например, для сектора 3.1 в 1-ом диапазоне регулирования участвуют следующие вектора: « $a_{pn}a_{pn}$ », « $b_{pn}a_{pn}$ », « aa_{pn} » и « ca_{pn} ».

Введем понятие «2-ой диапазон регулирования», когда для формирования мгновенных входных напряжений активных выпрямителей 26 первого 24 и второго 25 преобразователей частоты (в пределах от 0,75 до 1,0 их номинальных значений) выбираются средние и длинные вектора (рис. 2.6). Например, для сектора 3.1 во 2-ом диапазоне регулирования участвуют следующие вектора: « aa_{pn} », « ca_{pn} », «aa» и «ca». Понятия 1-ый и 2-ой диапазоны регулирования в дальнейшем будут использованы для описания работы заявляемого устройства.

Кроме 144 базовых векторов напряжений и 24 секторов на рис. 2.6 изображен овал, который отображает траекторию перемещения конца вектора

напряжения сети U_s при несимметричном провале напряжения источника питания 2. Изображенный овал (рис. 2.6) обусловлен следующей несимметрией: в фазе А провал составляет 40 %, а в фазах В и С провал отсутствует.

В нормальном режиме работы высоковольтного преобразователя частоты 6 (рис. 2.3) напряжение источника питания 2 делится примерно поровну между первым 22 и вторым 23 трехфазными фазосдвигающими трансформаторами. Роль буферных реакторов, которые, как известно, являются неотъемлемым элементом активных выпрямителей напряжений, в приведенной схеме преобразователя частоты 6 исполняют индуктивности рассеяния указанных трансформаторов 22 и 23. При этом их коэффициенты трансформации выбраны таким образом, чтобы оба трансформатора 22 и 23 и оба активных выпрямителя 26 были загружены одинаково.

Табл. 2.1 содержит предварительно выбранные базовые вектора напряжения для активных выпрямителей напряжений 26 первого 24 и второго 25 преобразователей частоты. Вектора в указанной таблице однозначно связаны с соответствующими векторами на третьей плоскости векторов (рис. 2.6). Подобные таблицы получили широкое применение в системах прямого управления моментом двигателей, в которых регулируемыми координатами являются потокосцепление статора Ψ_s и электромагнитный момент двигателя T [41].

Табл. 2.1. Предварительно выбранные базовые вектора напряжения для активных выпрямителей напряжений, для различных секторов и для двух диапазонов регулирования

Номер сектора	$y_3 = 2$ $i_d \downarrow$		$y_3 = 1$ $i_d \uparrow$		$y_3 = 1$ $i_d \downarrow$		$y_3 = 0$ $i_d \uparrow$	
	$y_0 = 1$ $i_q \uparrow$	$y_0 = 0$ $i_q \downarrow$	$y_0 = 1$ $i_q \uparrow$	$y_0 = 0$ $i_q \downarrow$	$y_0 = 1$ $i_q \uparrow$	$y_0 = 0$ $i_q \downarrow$	$y_0 = 1$ $i_q \uparrow$	$y_0 = 0$ $i_q \downarrow$
	2-й диапазон регулирования				1-й диапазон регулирования			
	2	3	4	5	6	7	8	9
3.1	а а	с а	а а _{pn}	с а _{pn}	а а _{pn}	с а _{pn}	а _{pn} а _{pn}	б _{pn} а _{pn}
3.2	с а	б а	с а _{pn}	б а _{pn}	с а _{pn}	б а _{pn}	а _{pn} а _{pn}	б _{pn} а _{pn}
3.3	б а	б с	б _{pn} а	б _{pn} с	б _{pn} а	б _{pn} с	б _{pn} а _{pn}	б _{pn} б _{pn}
3.4	б с	б б	б _{pn} с	б _{pn} б	б _{pn} с	б _{pn} б	б _{pn} а _{pn}	б _{pn} б _{pn}
3.5	б б	с б	б б _{pn}	с б _{pn}	б б _{pn}	с б _{pn}	б _{pn} б _{pn}	а _{pn} б _{pn}
3.6	с б	а б	с б _{pn}	а б _{pn}	с б _{pn}	а б _{pn}	б _{pn} б _{pn}	а _{pn} б _{pn}

3.7	a b	a c	a _{pn} b	a _{pn} c	a _{pn} b	a _{pn} c	a _{pn} b _{pn}	a _{pn} a _{pn}
3.8	a c	a a	a _{pn} c	a _{pn} a	a _{pn} c	a _{pn} a	a _{pn} b _{pn}	a _{pn} a _{pn}
3.9	a a	c a	a a _{pn}	c a _{pn}	a a _{pn}	c a _{pn}	a _{pn} a _{pn}	b _{pn} a _{pn}
3.10	c a	b a	c a _{pn}	b a _{pn}	c a _{pn}	b a _{pn}	a _{pn} a _{pn}	b _{pn} a _{pn}
3.11	b a	b c	b _{pn} a	b _{pn} c	b _{pn} a	b _{pn} c	b _{pn} a _{pn}	b _{pn} b _{pn}
3.12	b c	b b	b _{pn} c	b _{pn} b	b _{pn} c	b _{pn} b	b _{pn} a _{pn}	b _{pn} b _{pn}
3.13	b b	c b	b b _{pn}	c b _{pn}	b b _{pn}	c b _{pn}	b _{pn} b _{pn}	a _{pn} b _{pn}
3.14	c b	a b	c b _{pn}	a b _{pn}	c b _{pn}	a b _{pn}	b _{pn} b _{pn}	a _{pn} b _{pn}
3.15	a b	a c	a _{pn} b	a _{pn} c	a _{pn} b	a _{pn} c	a _{pn} b _{pn}	a _{pn} a _{pn}
3.16	a c	a a	a _{pn} c	a _{pn} a	a _{pn} c	a _{pn} a	a _{pn} b _{pn}	a _{pn} a _{pn}
3.17	a a	c a	a a _{pn}	c a _{pn}	a a _{pn}	c a _{pn}	a _{pn} a _{pn}	b _{pn} a _{pn}
3.18	c a	b a	c a _{pn}	b a _{pn}	c a _{pn}	b a _{pn}	a _{pn} a _{pn}	b _{pn} a _{pn}
3.19	b a	b c	b _{pn} a	b _{pn} c	b _{pn} a	b _{pn} c	b _{pn} a _{pn}	b _{pn} b _{pn}
3.20	b c	b b	b _{pn} c	b _{pn} b	b _{pn} c	b _{pn} b	b _{pn} a _{pn}	b _{pn} b _{pn}
3.21	b b	c b	b b _{pn}	c b _{pn}	b b _{pn}	c b _{pn}	b _{pn} b _{pn}	a _{pn} b _{pn}
3.22	c b	a b	c b _{pn}	a b _{pn}	c b _{pn}	a b _{pn}	b _{pn} b _{pn}	a _{pn} b _{pn}
3.23	a b	a c	a _{pn} b	a _{pn} c	a _{pn} b	a _{pn} c	a _{pn} b _{pn}	a _{pn} a _{pn}
3.24	a c	a a	a _{pn} c	a _{pn} a	a _{pn} c	a _{pn} a	a _{pn} b _{pn}	a _{pn} a _{pn}

В предлагаемом устройстве регулируемые координатами являются активная i_d и реактивная i_q составляющие пространственного вектора тока источника питания 2.

Первый столбец табл. 2.1 указывает номер сектора (от 3.1 до 3.24) на третьей плоскости базовых векторов напряжения (рис. 2.6), для которого выбирается базовый вектор напряжения, осуществляющий требуемое регулирование активного i_d и реактивного i_q токов источника питания 2. При этом, как ранее отмечалось, выбранный вектор (рис. 2.6) представляет собой комбинацию из двух векторов, где первый из них воздействует на активный выпрямитель 26 первого преобразователя частоты 24, а второй – на активный выпрямитель 26 второго преобразователя частоты 25. Например, для сектора 3.1 (рис. 2.6) выбран вектор напряжения «са», расположенный на границе секторов 3.1 и 3.2. В табл. 2.1 этот вектор расположен на пересечении строки с номером сектора 3.1 и третьим столбцом. При этом первый базовый вектор напряжения «с» форми-

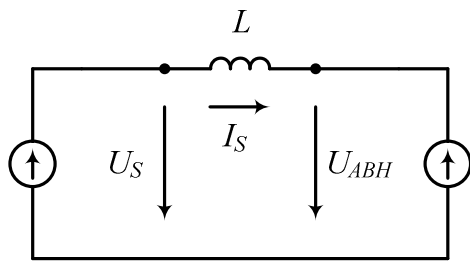
рует мгновенное входное напряжение на стороне переменного тока активного выпрямителя 26 первого преобразователя частоты 24, а второй базовый вектор напряжения «а» – мгновенное входное напряжение на стороне переменного тока активного выпрямителя 26 второго преобразователя частоты 25. Таким образом, совместное действие векторов «с» и «а» на соответствующих плоскостях рис. 2.5,а и рис. 2.5,б, т.е. вектора «са» на плоскости рис. 2.6 осуществляют требуемое регулирование активного i_d и реактивного i_q токов источника питания 2.

Отметим, что в 1-ом диапазоне регулирования для формирования мгновенных входных напряжений активных выпрямителя 26 первого 24 и второго 25 преобразователей частоты (в пределах от 0,5 до 0,75 их номинальных значений) участвуют группы коротких базовых векторов (столбцы с номерами 8 и 9) и группы средних базовых векторов (столбцы с номерами 6 и 7).

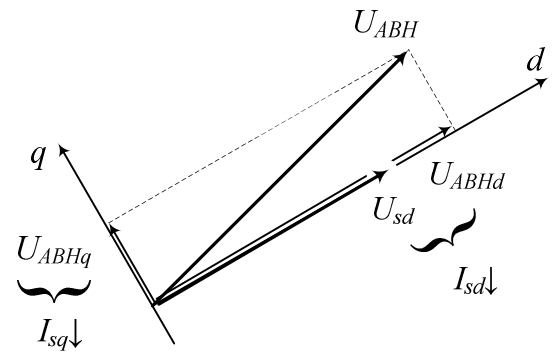
Во 2-ом диапазоне регулирования для формирования мгновенных входных напряжений активных выпрямителей 26 первого 24 и второго 25 преобразователей частоты (в пределах от 0,75 до 1,0 их номинальных значений) участвуют группы средних базовых векторов (столбцы с номерами 4 и 5) и группы длинных базовых векторов (столбцы с номерами 2 и 3).

Поясним, каким образом осуществляется требуемое регулирование активного i_d и реактивного i_q токов источника питания 2.

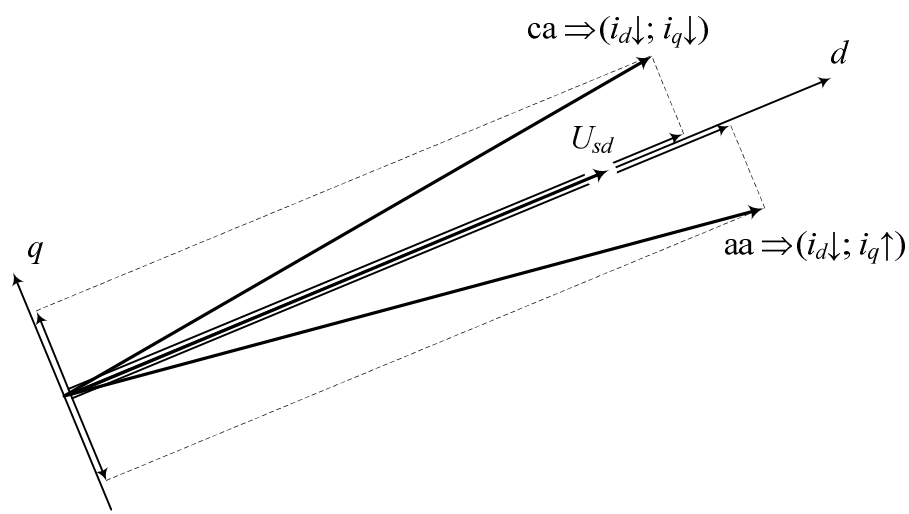
На рис. 2.7,а приведена упрощенная схема замещения активного выпрямителя напряжения, где U_s – пространственный вектор напряжения источника питания, U_{ABH} – пространственный вектор напряжения на стороне переменного тока активного выпрямителя, L – индуктивность буферного реактора, I_s – пространственный вектор тока источника питания, он же - ток активного выпрямителя. Указанные вектора напряжений и тока представлены в неподвижной системе координат. Воспользуемся известным и общедоступным методом преобразования мгновенных значений напряжений и токов из неподвижной системы координат во вращающуюся систему координат dq . Примем, что ось d вращающейся системы координат dq (рис. 2.7,б) ориентирована по вектору напряжения источника питания U_s . Тогда вектор напряжения сети U_s в этой системе координат будет представлен векторами напряжений $U_{sd} = U_s$ и $U_{sq} = 0$. Вектор напряжения на стороне переменного тока активного выпрямителя U_{ABH} - это один из векторов, изображенных на третьей плоскости векторов (рис. 2.6).



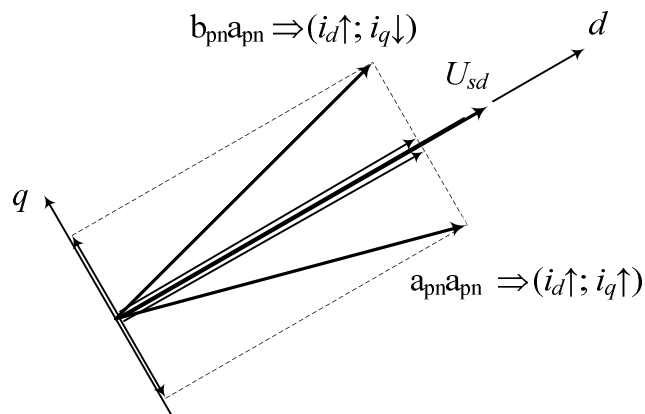
а)



б)



в)



г)

Рис. 2.7. Приведены упрощенная схема замещения активного выпрямителя напряжения (а) и векторные диаграммы (б, в, г), поясняющие динамику изменения активного и реактивного токов активного выпрямителя напряжения

Во вращающейся системе координат dq вектор U_{ABH} будет представлен векторами напряжений U_{ABHd} и U_{ABHq} . Вектор тока источника питания I_s во вращающейся системе координат dq будет представлен векторами тока I_{sd} и I_{sq} , отображающие соответственно активную и реактивную составляющие тока источника питания I_s . Ранее отмечалось, что система управления активным выпрямителем поддерживает его коэффициент мощности практически равный единице, т.е. реактивная составляющая тока должна быть равна нулю $I_{sq} \approx 0$.

Для упрощенной схемы замещения активного выпрямителя напряжения (рис. 2.7,а) запишем для вращающейся системы координат dq известные и общедоступные уравнения [42]:

$$pLI_{sd} = U_{sd} - U_{ABHd} + \omega LI_{sq}; \quad (2.1)$$

$$pLI_{sq} = U_{sq} - U_{ABHq} - \omega LI_{sd}, \quad (2.2)$$

где $p = \frac{d}{dt}$ — оператор дифференцирования по времени; ωLI_{sq} и ωLI_{sd} — слагаемые, учитывающие перекрестное влияние реактивного I_{sq} и активного I_{sd} токов на составляющие токов I_{sd} и I_{sq} . Предварительно примем, что эти влияния незначительные, тогда с учетом изложенного, что $U_{sq} = 0$ и $I_{sq} \approx 0$, вышеприведенные уравнения (2.1) и (2.2) можно записать:

$$pLI_{sd} = U_{sd} - U_{ABHd}; \quad (2.3)$$

$$pLI_{sq} = -U_{ABHq}. \quad (2.4)$$

Выполним анализ полученных уравнений.

Из уравнения (2.3) следует, если вектор напряжения сети U_{sd} больше составляющей вектора напряжения на стороне переменного тока активного выпрямителя U_{ABHd} , т.е. разность этих напряжений положительная ($U_{sd} - U_{ABHd} > 0$), то активная составляющая тока источника питания I_{sd} будет увеличиваться.

Заявляемое устройство содержит релейный регулятор активного тока 14 (рис. 2.2), который контролирует, чтобы отклонение тока I_{sd} от его заданного значения не превысило допустимых пределов.

При достижении граничных значений по току I_{sd} релейный регулятор 14 выдает команду на смену базового вектора напряжения U_{ABH} , составляющая U_{ABHd} которого больше напряжения сети U_{sd} , т.е. $(U_{sd} - U_{ABHd}) < 0$, следовательно, ток I_{sd} будет уменьшаться. Более подробно работа релейного регулятора активного тока 14 будет описана ниже.

Из уравнения (2.4) следует, если составляющая вектора напряжения на стороне переменной тока активного выпрямителя $U_{ABHq} > 0$, т.е. $-U_{ABHq} < 0$, то составляющая тока источника питания I_{sq} будет уменьшаться. Если же

$U_{ABHq} < 0$, т.е. $-U_{ABHq} > 0$, то составляющая тока источника питания I_{sq} будет увеличиваться.

Заявляемое устройство содержит релейный регулятор реактивного тока 15 (рис. 2.2), который контролирует, чтобы отклонение реактивного тока I_{sq} от его заданного значения не превысило допустимых пределов. Более подробно работа релейного регулятора реактивного тока 15 будет описана ниже.

На рис. 2.7,б показан один из вариантов графической интерпретации вышеописанного анализа, когда $(U_{sd} - U_{ABHd}) < 0$, при этом активная составляющая тока уменьшается, т. е. $I_{sd} \downarrow$, (рис. 2.7,б) $U_{ABHd} > 0$, при этом реактивная составляющая тока также уменьшается $I_{sq} \downarrow$. Общее количество возможных вариантов динамики изменения токов I_{sd} и I_{sq} равно четырем.

На рис. 2.7,в и рис. 2.7,г показаны графические интерпретации реакции составляющих токов i_d и i_q для сектора с номером 3.1 (рис. 2.6) под воздействием четырех базовых векторов напряжений «аа», «са», «а_{рп}а_{рп}» и «b_{рп}а_{рп}».

На основании чего можно сделать следующие выводы.

Первый вывод. Выбор длинных базовых векторов напряжений (рис. 2.6 и рис. 2.7,в) во 2-ом диапазоне регулирования («аа», «са», «ба» и т.д.) и средних векторов в 1-ом диапазоне регулирования («а_{рп}а_{рп}», «са_{рп}», «b_{рп}а_{рп}» и т.д.) во всех секторах вызывает уменьшение активной составляющей тока источника питания $i_d \downarrow$. Описанная динамика тока $i_d \downarrow$ изображена в первой строке табл. 2.1 для столбцов с номерами 2, 3, 6 и 7.

Второй вывод. Выбор средних базовых векторов напряжений (рис. 2.6) во 2-ом диапазоне регулирования («а_{рп}а_{рп}», «са_{рп}», «b_{рп}а_{рп}» и т.д.) и коротких векторов в 1-ом диапазоне регулирования («а_{рп}а_{рп}», «b_{рп}а_{рп}» и т.д.) во всех секторах вызывает увеличение активной составляющей тока источника питания $i_d \uparrow$. Описанная динамика тока $i_d \uparrow$ изображена в первой строке табл. 2.1 для столбцов с номерами 4, 5, 8 и 9.

Введем понятие «отстающий базовый вектор напряжения». Это вектор, расположенный относительно рассматриваемого сектора на границе с предыдущим сектором, в предыдущем секторе или на границе предыдущего сектора и предшествующему ему сектором. Например, отстающими векторами (рис. 2.6) для сектора 3.1 являются вектора «аа», «а_{рп}а_{рп}» и «а_{рп}а_{рп}».

Введем понятие «опережающий базовый вектор напряжения». Это вектор, расположенный относительно рассматриваемого сектора на границе с последующим сектором или на границе последующего и следующего за ним сектором. Например, опережающими векторами для сектора 3.1 (рис. 2.6) являются вектора «са», «са_{рп}» и «b_{рп}а_{рп}».

Третий вывод. Выбор отстающих базовых векторов напряжений (рис. 2.6) в 1-ом и 2-ом диапазонах регулирования («аа», «а_{рп}», «а_{рп}а_{рп}» и т. д.) для всех секторов вызывает увеличение реактивной составляющей тока источника питания $i_q \uparrow$. Описанная динамика тока $i_q \uparrow$ изображена во второй строке табл. 2.1 для столбцов с четными номерами 2, 4, 6 и 8.

Четвертый вывод. Выбор опережающих базовых векторов напряжений (рис. 2.6) в 1-ом и 2-ом диапазонах регулирования («са», «са_{рп}» и «b_{рп}а_{рп}» и т.д.) для всех секторов вызывает уменьшение реактивной составляющей тока источника питания $i_q \downarrow$. Описанная динамика тока $i_q \downarrow$ изображена во второй строке табл. 2.1 для столбцов с нечетными номерами 3, 5, 7 и 9.

Отметим особенность влияний средних базовых векторов напряжений на динамику активного тока i_d .

Когда средние вектора совместно с короткими векторами (рис. 2.6) участвуют в формировании мгновенных входных напряжений активных выпрямителей для 1-ого диапазона регулирования ($0,5 \leq U_{ABH} < 0,75$), активная составляющая тока I_{sd} уменьшается от действий средних векторов. В табл. 2.1 это отображено в первой строчке $i_d \downarrow$ для столбцов с номерами 6 и 7.

Когда средние вектора совместно с длинными векторами (рис. 2.6) участвуют в формировании мгновенных входных напряжений активных выпрямителей для 2-ого диапазона регулирования ($0,75 \leq U_{ABH} \leq 1,0$), активная составляющая тока I_{sd} увеличивается от действий средних векторов. В табл. 2.1 это отображено в первой строчке $i_d \uparrow$ для столбцов с номерами 4, 5.

Опишем назначения и работу блоков в системе управления 11 (рис. 2.2) высоковольтным преобразователем частоты при несимметричном напряжении источника питания 2 в предлагаемом устройстве.

Блок вычисления 12 (рис. 2.2) активной i_d и реактивной i_q составляющих токов источника питания 2 осуществляет преобразование мгновенных значений его токов из неподвижной системы координат во вращающуюся систему координат dq .

Блок 13 фазовой автоподстройки частоты и формирования номера сектора на третьей плоскости базовых векторов по мгновенным значениям напряжений источника питания 2 осуществляет вычисление двух координат.

Первая координата – угловое положение пространственного вектора напряжения источника питания U_s на третьей плоскости базовых векторов. Сигнал, указывающий угловое положение вектора напряжения формируется на первом выходе блока 13 и подается на второй вход блока вычисления 12 активной i_d и реактивной i_q составляющих токов источника питания 2.

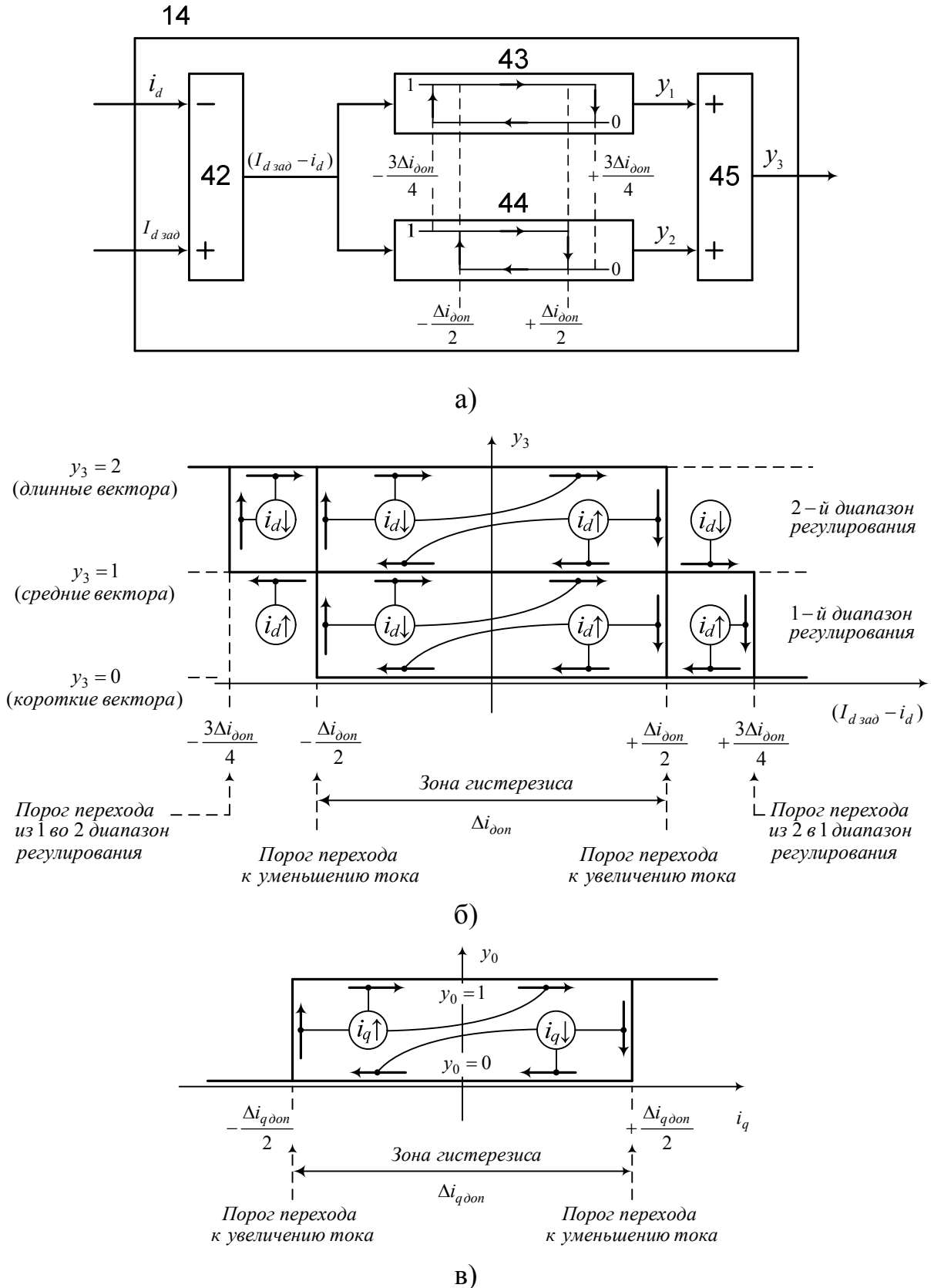
Вторая координата – номер сектора на третьей плоскости базовых векторов. Сигнал, указывающий номер сектора, формируется на втором выходе блока 13 и подается на третий вход блока 16 предварительного выбора базового вектора напряжения активных выпрямителей высоковольтного преобразователя частоты.

Трехпозиционный релейный регулятор 14 (рис. 2.2) активного тока i_d сравнивает заданное значение активного тока ($I_{d\text{зад}}$) источника питания 2 и его текущее значение тока (i_d). По результатам сравнения формируется команда y_3 (рис. 2.8) для активных выпрямителей 26 (рис. 2.3) на увеличение или уменьшение текущего активного тока i_d источника питания 2 в 1-ом или 2-ом диапазонах регулирования. Двухпозиционный релейный регулятор 15 реактивного тока i_q сравнивает заданное значение тока ($I_{q\text{зад}} = I_{sq} = 0$) и текущее значение тока i_q . По результатам сравнения формируется команда y_0 (рис. 2.8) для активных выпрямителей 26 на увеличение или уменьшение текущего реактивного тока i_q источника питания 2.

Отметим особенности работы трехпозиционного релейного регулятора 14.

Его структурная схема содержит (рис. 2.8,а) блок вычитания 42, первый 43 и второй 44 двухпозиционные релейные регуляторы, блок выбора 45 одной из трех групп векторов, которая увеличивает или уменьшает текущее значение активного тока i_d источника питания 2 в 1-ом или 2-ом диапазонах регулирования.

На выходе блока вычитания 42 формируется сигнал рассогласования ($I_{d\text{зад}} - i_d$), который подается на входы первого 43 и второго 44 релейных регуляторов (рис. 2.8,а). Выходные команды регуляторов y_1 и y_2 подаются на входы блока выбора группы векторов 45, который выполняет функцию арифметического суммирования. На выходе последнего формируются одна из трех команд. Первая команда $y_3 = 0$ – «выбрать группу коротких векторов», которая будет увеличить текущее значение активного тока $i_d \uparrow$ (см. табл. 2.1). Вторая команда $y_3 = 1$ – «выбрать группу средних векторов», которая будет уменьшать ток $i_d \downarrow$ в 1-ом диапазоне регулирования или увеличивать его во 2-ом диапазоне регулирования. Третья команда $y_3 = 2$ – «выбрать группу длинных векторов», которая будет уменьшать текущее значение активного тока $i_d \downarrow$.



42 – блок вычитания; 43, 44 – первый и второй двухпозиционные релейные регуляторы; 45 - блок выбора одной из трех групп векторов

Рис. 2.8. Характеристики релейных регуляторов активного и реактивного токов активного выпрямителя напряжения

Рассмотрим работу релейного регулятора 15 в пределах 1-го диапазона регулирования входных напряжений активных выпрямителей 26 (рис. 2.8,в).

Ранее отмечалось, что для обеспечения единичного значения коэффициента мощности активного выпрямителя необходимо, чтобы заданное значение реактивного тока было равно нулю ($I_{q\text{зад}} = I_{sq} = 0$). При этом текущее значение реактивного тока i_q должно удовлетворять условию $(-\Delta i_{q\text{ доп}}/2) \leq i_q \leq (+\Delta i_{q\text{ доп}}/2)$, т.е. ток i_q должен находиться в пределах зоны гистерезиса ($\Delta i_{q\text{ доп}}$) релейного регулятора 15 (фиг 8,в).

Если выполняется условие, что $i_q < (-\Delta i_{q\text{ доп}}/2)$, то для возвращения значения реактивного тока в пределы зоны гистерезиса на выходе релейного регулятора 15 формируется команда $y_0 = 1$ - «увеличить текущее значение тока $i_q \uparrow$ источника питания 2». Например, для сектора 3.1 (рис. 2.6) команду $y_0 = 1$ можно выполнить, выбирая вектор « $a_{\text{рп}}a_{\text{рп}}$ » или « $\langle\langle a_{\text{рп}} \rangle\rangle$ », т.е. один из отстающих векторов. Ранее был сделан вывод, что выбор отстающих векторов, которые расположены в столбцах 6 и 8 табл. 2.1, вызывает увеличение реактивной составляющей тока $i_q \uparrow$ источника питания 2.

Если выполняется условие, что $i_q > (+\Delta i_{q\text{ доп}}/2)$, то для возвращения значения реактивного тока в пределы зоны гистерезиса на выходе релейного регулятора 15 формируется команда $y_0 = 0$ - «уменьшить текущее значение тока $i_q \downarrow$ источника питания 2». Например, для сектора 3.1 (рис. 2.6) команду $y_0 = 0$ можно выполнить, выбирая вектор « $b_{\text{рп}}a_{\text{рп}}$ » или « $\langle\langle sa_{\text{рп}} \rangle\rangle$ », т.е. один из опережающих векторов. Ранее был сделан вывод, что выбор опережающих векторов, которые расположены в столбцах 7 и 9 табл. 2.1, вызывает уменьшение реактивной составляющей тока $i_q \downarrow$ источника питания 2.

Если $(-\Delta i_{q\text{ доп}}/2) \leq i_q \leq (+\Delta i_{q\text{ доп}}/2)$, т.е. текущий реактивный ток i_q находится в пределах допустимого отклонения от заданного тока $I_{sq} = 0$, на выходе релейного регулятора 15 сохраняет свое действие последняя принятая команда y_0 .

Блок предварительного выбора базового вектора напряжения 16 (рис. 2.2) для активных выпрямителей 26 (рис. 2.3) высоковольтного преобразователя частоты 6 работает в соответствии с табл. 2.1. Ранее упоминалось, что подобные таблицы получили широкое применение в методе прямого управления моментом двигателей переменного тока. Указанные таблицы еще называют таблицами переключений базовых векторов напряжений, так как они указывают, на то какие вектора следует выбирать для эффективного управления, как инверторами напряжения, так и активными выпрямителями напряжения в высоковольтных преобразователях частоты. Термин «эффективное управление указанными устройствами» предполагает такой выбор базовых векторов напряжений, кото-

рые повышают быстродействие устройств и их коэффициент полезного действия.

На первый и второй входы блока 16 (рис. 2.2) подаются команды « u_3 » и « u_0 » с выходов релейных регуляторов 14 и 15. Ранее было описано, что указанные команды выбирают один из столбцов в табл. 2.1 в одной из трех групп векторов: длинные вектора (столбцы с номерами 2, 3); средние вектора (столбцы с номерами 4...7); короткие вектора (столбцы с номерами 8, 9).

На третий вход блока 16 подается сигнал со второго выхода блока 13, который указывает номер строки в табл. 2.1.

Выбранный столбец и строка в табл. 2.1 указывают предварительный базовый вектор напряжения, который на третьей плоскости базовых векторов (рис. 2.6) занимает определенное положение. Ранее отмечалось, что вектора (рис. 2.6) получены в результате суммирования специальным образом отобранных векторов (рис. 2.5,а, рис. 2.5,б).

С учетом изложенного на первом выходе блока 16 формируется команда, которая предварительно указывает, какой базовый вектор напряжения необходимо выбрать на рис. 2.5,а. Указанная команда подается на первый вход блока 18 выбора базового вектора напряжения для активного выпрямителя 26 первого преобразователя частоты 24 и формирования управляющих сигналов ключами указанного выпрямителя. Одновременно на второй вход блока 18 подается команда со второго выхода блока вычисления 17. Эта команда указывает, нужна или нет принудительная балансировка напряжений конденсаторов 33, 34 (рис. 2.4) в звене постоянного тока 29. Если принудительная балансировка конденсаторов нужна (ранее подробно об этом было описано), то из коротких векторов a_{pn} (b_{pn}) выбирается вектор a_p или a_n (b_p или b_n), который осуществит эту балансировку. Одновременно на третий вход блока 18 (рис. 2.2) подается сигнал с выхода блока 20. Этот сигнал указывает, какой базовый вектор напряжения был выбран на предыдущем шаге выбора векторов на первой плоскости векторов на рис. 2.5,а.

Блок 18 по полученным трем командам осуществляет окончательный выбор базового вектора напряжения для эффективного управления активным выпрямителем напряжения 26 первого преобразователя частоты 24. При этом выбранный базовый вектор напряжения формируется на первом выходе блока 18 и затем сохраняется в блоке 20.

Отметим, что при окончательном выборе базового вектора напряжения в блоке 18 необходимо выполнить следующие требования: обеспечить минимальное количество переключений ключей в активном выпрямителе напряжения 26 (высокое быстродействие), и если требуется выполнить принудительную

балансировку напряжений на конденсаторах 33 и 34 в звене постоянного тока 29.

Выполнение указанных требований подробно описаны авторами в изобретении № 2662151 [43], а также в источниках [44, 45].

На втором выходе блока 16 формируется команда, которая предварительно указывает, какой базовый вектор напряжения необходимо выбрать на рис. 2.5,б. Указанная команда подается на первый вход блока 19 (рис. 2.2) выбора базового вектора напряжения для активного выпрямителя 26 второго преобразователя частоты 25 и формирования управляющих сигналов ключами указанного выпрямителя. Одновременно на второй вход блока 19 подается команда со второго выхода блока вычисления 17. Эта команда указывает, нужна или нет принудительная балансировка конденсаторов 33, 34 (рис. 2.4) в звене постоянного тока 29. Одновременно на третий вход блока 19 подается сигнал с выхода блока 21. Этот сигнал указывает, какой базовый вектор напряжения был выбран на предыдущем шаге выбора векторов на второй плоскости векторов на рис. 2.5,б.

Блок вычисления 17 (рис. 2.2) заданного значения активного тока $I_{dзад}$ и состояния баланса напряжений на конденсаторах звена постоянного тока высоковольтного преобразователя частоты работает следующим образом.

На первый вход указанного блока поступает сигнал, указывающий какое значение напряжения должно быть на двух последовательно соединенных конденсаторах 33 и 34 в звене постоянного тока 29 (рис. 2.4). На второй вход блока 17 поступает сигнал, указывающий текущее значение напряжения на обоих конденсаторах и на каждом из них в отдельности. Формирование заданного значения активного тока $I_{dзад}$ осуществляется с помощью пропорционально-интегрального (ПИ) регулятора, находящегося внутри блока 17, на входы которого подаются ранее указанные напряжения.

При этом на втором выходе блока 17 (рис. 2.2) формируется сигнал, указывающий о необходимости естественной или принудительной балансировки напряжений на конденсаторах 33 и 34 звена постоянного тока 29 (рис. 2.4). Ранее было описано, как осуществляется балансировка напряжений на указанных конденсаторах.

Устройство управления высоковольтным преобразователем частоты при кратковременных несимметричных провалах напряжения сети (рис. 2.2) работает следующим образом.

Блок вычисления 3 определяет величину коэффициента несимметрии напряжений u_{AB} , u_{BC} , u_{CA} источника питания 2. Если эта величина не превышает 5 %, то управление высоковольтным преобразователем частоты 6 осуществляет система управления 4 как в прототипе. При этом используется метод

ШИМ с удалением восьми выделенных гармоник напряжения и девятью переключениями ключей активного выпрямителя за четверть периода.

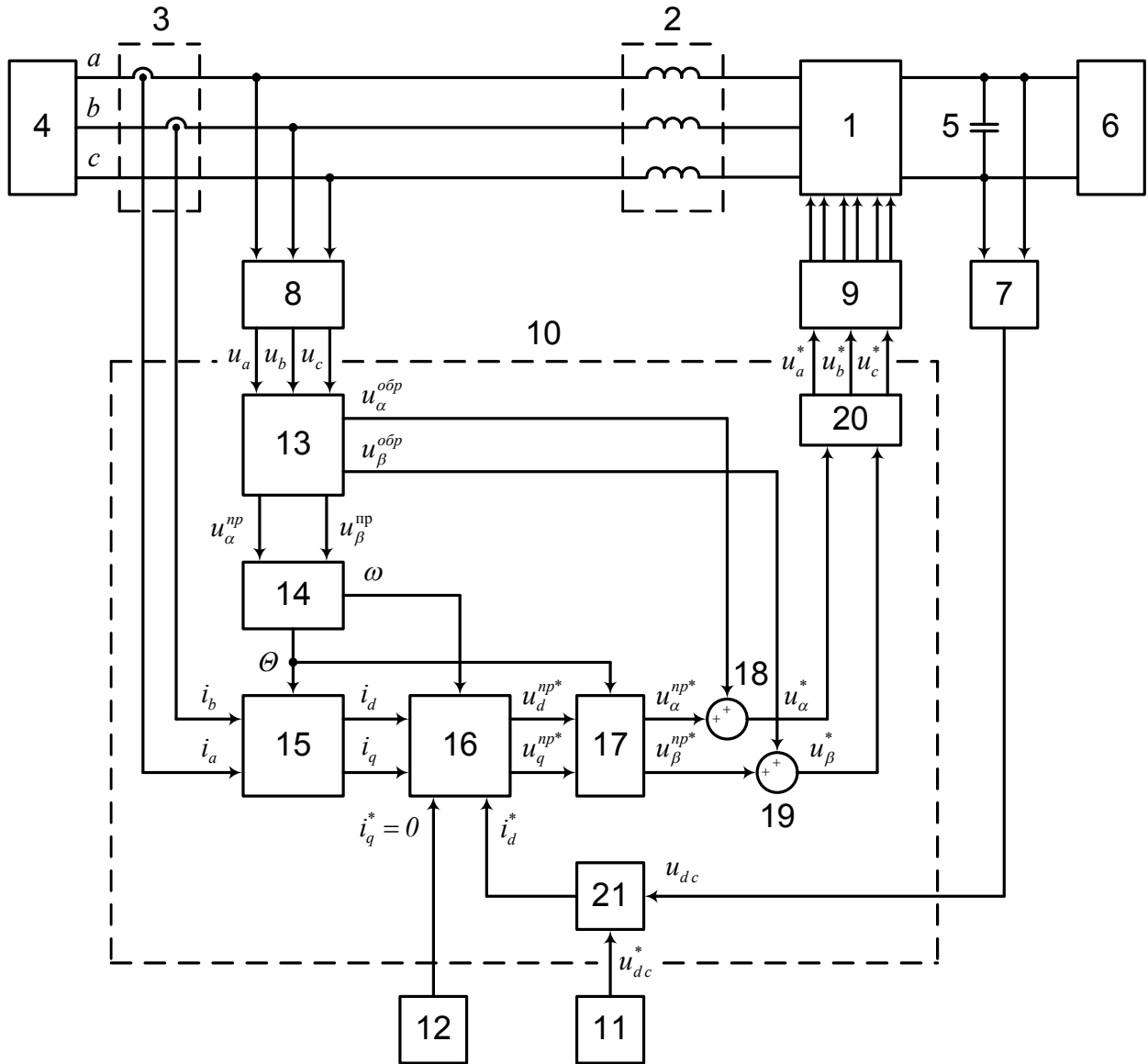
Если величина несимметрии напряжений u_{AB} , u_{BC} , u_{CA} источника питания 2 более 5 %, то блок вычисления 3 передает управление высоковольтным преобразователем частоты 6 системе управления 11, которая осуществляет релейно-векторное управление ключами двух активных выпрямителей 26 (рис. 2.3). Ранее была подробно, описана работа каждого блока системы управления 11.

На основании выше изложенного следует, что в предлагаемом устройстве релейно-векторное управление ключами трехфазных трехуровневых активных выпрямителей напряжений высоковольтного преобразователя частоты обеспечивает высокое быстродействие электропривода и его устойчивость к возмущениям со стороны питающей сети, особенно при кратковременных несимметричных провалах напряжения сети. При этом отклонения мгновенных значений токов источника питания и напряжений на конденсаторах звена постоянного тока не превышают допустимых значений.

Большое значение в предлагаемом устройстве имеет предложенная структура таблицы переключений ключей активных выпрямителей напряжения, которая разработана исходя из условий минимального количества переключений ключей в указанных выпрямителях; повышения быстродействия заявляемой системы управления; поддержания баланса напряжений на двух конденсаторах звена постоянного тока активных выпрямителей напряжения. Благодаря минимизации количества переключений ключей в активных выпрямителях напряжения и повышения их быстродействия повышается коэффициент полезного действия высоковольтного преобразователя частоты. Кроме того, заявляемое устройство обеспечивает высокий коэффициент мощности, практически равный единице, удовлетворительный гармонический состав входных токов, даже при кратковременных несимметричных провалах напряжения сети.

2.3. Устройство управления трехфазным активный выпрямитель напряжения

Функциональная схема устройства управления трехфазным активный выпрямитель напряжения, представлена на рис. 2.9 (патент РФ на ПМ №161102) [39]. Предлагаемое устройство может быть использовано для питания электроприводов постоянного тока, в составе преобразователей частоты для питания электроприводов переменного тока, в системах электропитания постоянным током, в силовых выпрямительных установках, питающихся от источников электрической энергии ограниченной мощности.



1 - блок силовых вентилей, 2 – трехфазный реактор, 3 – датчик тока, 4 - источник питания, 5 – емкостной фильтр, 6 – нагрузка, 7- датчик выпрямленного напряжения, 8 – датчик напряжения, 9 - широтно-импульсный модулятор, 10 – система управления, 11 - задатчик выпрямленного напряжения, 12 - задатчик реактивного тока, 13 - блок выделения симметричных составляющих напряжений прямой и обратной последовательностей, 14 - блок фазовой автоподстройки частоты, 15 - блок преобразования токов источника питания из неподвижной системы координат abc во вращающуюся систему координат dq , 16 - блок пропорционально-интегральных регуляторов, 17, 20 - блоком преобразования координат, 18, 19 – сумматоры, 21 - блок пропорционально-интегрального регулятора выпрямленного напряжения

Рис. 2.9. Функциональная схема устройства управления трехфазным активный выпрямитель напряжения

Недостатком известных устройств, например, патент РФ №2467462 [46] является его низкая надежность из-за нестабильной работы системы управле-

ния, использующей релейные регуляторы активной и реактивной энергии и осуществляющей выбор вектора входного напряжения выпрямителя согласно адаптивной таблице переключений. Это приводит к возникновению переменной частоты коммутации полностью управляемых ключей блока силовых вентилей, к значительным коммутационным потерям на указанных ключах, а также к аварийному останову устройства при резких несимметричных провалах напряжения источника питания.

Недостатком другого известного устройства [42] является низкая надежность, в связи с отсутствием адаптации его системы управления к несимметричным провалам напряжения трехфазного источника питания, которые содержит в своем составе напряжение обратной последовательности. Отсутствие аналогичного напряжения со стороны трехфазного активного выпрямителя напряжения вызывает увеличение отдельных его фазных токов в два раза и более, что приводит к срабатыванию токовой защиты устройства и его отключению. При этом значения указанных токов ограничиваются только реактивными сопротивлениями реакторов. Кроме того, значительное увеличение токов активного выпрямителя напряжения вызывает увеличение размаха колебания напряжения на емкостном фильтре выше предельно-допустимого значения, что также приводит к срабатыванию защиты известного устройства по выпрямленному напряжению и его отключению.

Предлагаемое устройство управления трехфазным активным выпрямителем напряжения, ограничивает увеличение его фазных токов при несимметричных провалах напряжения источника питания, а также ограничивает размах колебания напряжения на емкостном фильтре в пределах допустимых значений.

Трехфазный активный выпрямитель напряжения работает следующим образом. Мгновенные значения фазных напряжений u_a, u_b, u_c с датчиков напряжения 8 трехфазного источника питания 4 подаются на входы блока выделения 13 симметричных составляющих напряжений прямой $u_\alpha^{np}, u_\beta^{np}$ и обратной $u_\alpha^{обр}, u_\beta^{обр}$ последовательностей. Отметим, что составляющие напряжения прямой последовательности $u_\alpha^{np}, u_\beta^{np}$ обуславливают обмен энергией между трехфазным источником питания 4 и блоком силовых вентилей 1, а присутствие составляющих напряжений обратной последовательности $u_\alpha^{обр}, u_\beta^{обр}$ способно нарушить работу трехфазного активного выпрямителя напряжения, вызывая значительное увеличение токов блока силовых вентилей 1 и значительные колебания напряжения на емкостном фильтре 5. Значения токов указанных токов ограничиваются только реактивными сопротивлениями реакторов 2. От-

метим, что процесс выделения симметричных составляющих напряжений прямой u_{α}^{np} , u_{β}^{np} и обратной $u_{\alpha}^{обр}$, $u_{\beta}^{обр}$ последовательностей в блоке 13 осуществляется за полупериод питающего напряжения трехфазного источника питания 4.

Выделенные в указанном блоке 13 составляющие напряжений прямой последовательности u_{α}^{np} , u_{β}^{np} подаются на входы блока фазовой автоподстройки частоты 14, а составляющие напряжений обратной последовательности $u_{\alpha}^{обр}$, $u_{\beta}^{обр}$ подаются соответственно на первый 18 и второй 19 сумматоры. Заметим, что значения симметричных составляющих напряжений прямой u_{α}^{np} , u_{β}^{np} и обратной $u_{\alpha}^{обр}$, $u_{\beta}^{обр}$ последовательностей зависят от величины несимметрии напряжений u_a , u_b , u_c трехфазного источника питания 4. Отметим также, что частота составляющих напряжений прямой последовательности u_{α}^{np} , u_{β}^{np} равна частоте источника питания $\omega^{np} = \omega$, а частота составляющих напряжений обратной последовательности $u_{\alpha}^{обр}$, $u_{\beta}^{обр}$ также равна частоте источника питания $\omega^{обр} = -\omega$, но с обратным знаком.

Блок фазовой автоподстройки частоты 14 по мгновенным значениям составляющих напряжений прямой последовательности u_{α}^{np} , u_{β}^{np} формирует сигнал об угловом положении Θ напряжения прямой последовательности u^{np} источника питания 4 и определяет его частоту $\omega^{np} = \omega$. Сигнал об угловом положении Θ совместно с мгновенными значениями двух фазных токов i_a , i_b с датчиков токов 3 трехфазного источника питания 4 подаются соответственно на первый, второй и третий входы блока преобразования 15 токов источника питания 4 из неподвижной системы координат abc во вращающуюся систему координат dq . При этом на выходе блока преобразования координат 15 формируются два токовых сигнала i_d , i_q , значения которых во вращающейся системе координат dq остаются неизменными. Сигналы i_d , i_q отражают соответственно активную и реактивную составляющие токов i_a , i_b трехфазного источника питания 4.

Сформированные токовые сигналы i_d , i_q на выходах блока преобразования 15 совместно с сигналом частоты $\omega^{np} = \omega$ со второго выхода фазовой автоподстройки частоты 14 подаются соответственно на второй, третий и первый входы блока пропорционально-интегрального регуляторов 16 активной и реак-

тивной составляющих тока источника питания 4. На четвертый вход указанного блока регуляторов тока 16 подается сигнал $i_q^* = 0$ с датчика реактивного тока 12 трехфазного источника питания 4. Нулевое значение реактивного тока означает, что трехфазный активный выпрямитель напряжения должен работать с коэффициентом мощности равным единице. При этом на пятый вход блока регуляторов тока 16 подается сигнал i_d^* с выхода блока пропорционально-интегрального регулятора 21 выпрямленного напряжения. Этот сигнал формируется после прохождения через пропорционально-интегральный регулятор блока 21 разницы двух сигналов $(u_{dc}^* - u_{dc})$. При этом первый сигнал u_{dc}^* формируется датчиком выпрямленного напряжения 11, а второй u_{dc} - датчиком выпрямленного напряжения 7 учитывающий потребление активной энергии нагрузкой 6.

Известно, что в математическом описании активного выпрямителя существуют перекрестные связи между токами i_d , i_q , т.е. указанные токи взаимно влияют друг на друга. В системе управления 10, чтобы обеспечить раздельное регулирование активного i_d и реактивного i_q токов в блоке пропорционально-интегрального регуляторов 16 присутствуют два блока компенсации перекрестных связей, их назначение состоит в том, чтобы скорректировать задания на напряжения в соответствии с выражениями: $u_{kd} = \frac{\omega \cdot L \cdot i_q}{u_{dc}}$; $u_{kq} = -\frac{\omega \cdot L \cdot i_d}{u_{dc}}$; где ω – угловая частота источника питания 4; L – индуктивность реактора.

На выходах блока пропорционально-интегрального регуляторов 16 формируются управляющие сигналы коррекции u_d^{np*} , u_q^{np*} , которые совместно с сигналом углового положения θ с первого выхода блока фазовой автоподстройки частоты 14 подаются соответственно на второй, третий и первый входы блока преобразования 17 управляющих напряжений прямой последовательности из вращающейся системы координат dq в неподвижную систему координат $\alpha\beta$.

На выходах указанного блока 17 формируются управляющие сигналы u_α^{np*} , u_β^{np*} для составляющих напряжений прямой последовательности, которые подаются соответственно на первый 18 и второй 19 сумматоры. Указанные сумматоры 18 и 19 формируют управляющие сигналы u_α^* , u_β^* , которые предназначены устранить отклонение выпрямленного напряжения u_{dc} на емкостном фильтре 5 от заданного значения u_{dc}^* , обеспечить единичный коэффициент мощности для трехфазного активного выпрямителя напряжения. Кроме того,

благодаря введению в управляющие сигналы u_{α}^* , u_{β}^* составляющих напряжений обратной последовательности $u_{\alpha}^{обр}$, $u_{\beta}^{обр}$ ослабляется влияние несимметрии напряжения трехфазного источника питания 4 на надежность работы трехфазного активного выпрямителя напряжения.

Сформированные управляющие сигналы коррекции u_{α}^* , u_{β}^* , подаются на входы блока преобразования 20 управляющих напряжений из неподвижной системы координат $\alpha\beta$ в систему координат abc . На выходе указанного блока преобразований 20 формируются мгновенные значения фазных напряжений u_a^* , u_b^* , u_c^* , которые подаются на управляющие входы широтно-импульсного модулятора 9, управляющий работой полностью управляемых ключах блока силовых вентилей 1.

В нормальном режиме работы трехфазного источника питания 4 его мгновенные значения напряжений u_a , u_b , u_c образуют практически симметричную систему напряжений, а система управления 10 предлагаемого устройства работает так же, как и в известном. При этом осуществляется поддержание напряжения u_{dc} на емкостном фильтре 5 на заданном уровне u_{dc}^* без значительных колебаний, а мгновенные значения фазных токов i_a , i_b трехфазного источника питания 4 не превышают номинальные. Кроме того, поддержание практически нулевого реактивного тока $i_q = 0$ от трехфазного источника питания 4 обеспечивает единичный коэффициент мощности предлагаемого устройства.

В аварийных режимах работы, когда имеют место несимметричные провалы напряжения трехфазного источника питания 4, в кривых напряжений u_a , u_b , u_c трехфазного источника питания 4 присутствует напряжения обратной последовательности $u^{обр}$. Предложенная система управления 10 заявляемого устройства позволяет сформировать такие управляющие напряжения u_a^* , u_b^* , u_c^* для широтно-импульсного модулятора 9, которые содержат в своем составе напряжение обратной последовательности $u^{обр*} = u^{обр}$. Введение этого напряжения позволяет блоку силовых вентилей 1 ослабить влияние обратной последовательности напряжений $u^{обр}$ трехфазного источника питания 4, обеспечивая симметрию токов трехфазного активного выпрямителя напряжения.

Таким образом, предлагаемого устройство обеспечивает повышение надежности работы трехфазного активного выпрямителя напряжения при несимметричных провалах напряжения источника питания. Это достигается благодаря адаптации его системы управления к несимметрии трехфазного источника питания, путем введения предупредительного по напряжению обратной по-

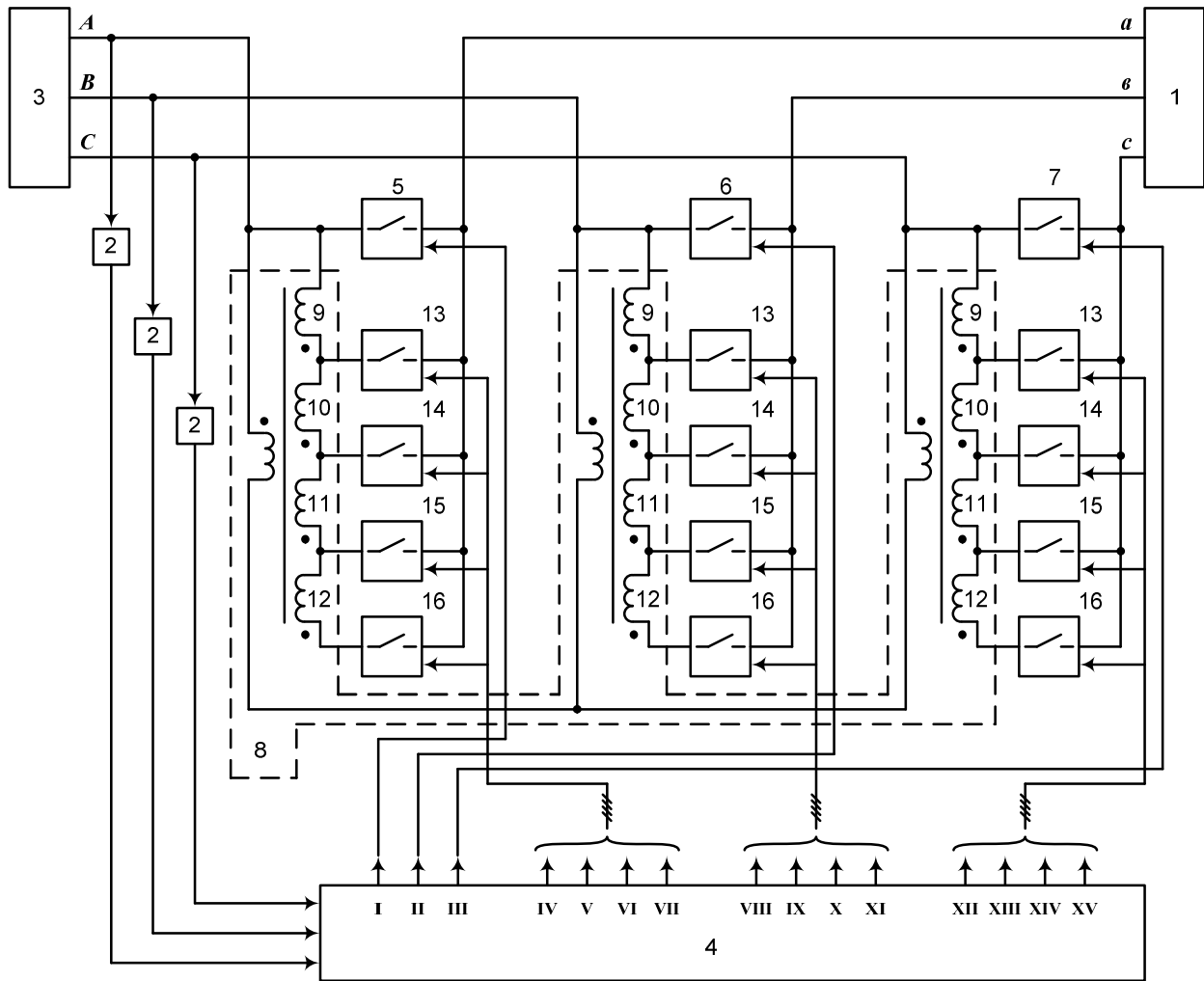
следовательности, что обеспечивает симметрию фазных токов трехфазного активного выпрямителя напряжения, а также ограничивает размах колебания напряжения на конденсаторе емкостного фильтра в допустимых пределах. Кроме того, предлагаемое устройство поддерживает единичное значение коэффициента мощности, как при симметричной системе напряжений трехфазного источника питания, так и при наличии несимметрии напряжения указанного источника.

2.4. Устройство динамического восстановления провалов напряжения для ответственного потребителя электрической энергии

Функциональная схема устройства динамического восстановления провалов напряжения (патент РФ на ПМ №153407) [30] представлена на рис. 2.10. Предлагаемое устройство может быть использовано для электроснабжения ответственных потребителей, например, высоковольтных преобразователей частоты, не допускающих в аварийном режиме как кратковременных, так и длительных провалов питающего напряжения, вызванных однофазным или двухфазным коротким замыканием, запуском мощного двигателя, подключением мощных потребителей с резкопеременной нагрузкой.

Недостатком известных устройств, например [47], является то, что при провалах напряжения, вызванных, например, подключением мощных потребителей с резкопеременной нагрузкой, оно не обеспечивает отдельного регулирования фазных напряжений ответственного потребителя электрической энергии. Кроме того, известное устройство имеет низкую надежность и низкий коэффициент полезного действия, обусловленные двойным преобразованием электрической энергии для нормального режима работы устройства. Высокая ресурсоемкость устройства в виде двух трансформаторов, узкий диапазон восстановления провалов напряжения - два допустимых уровня снижения напряжения источника питания, также являются его недостатками.

Недостатком другого известного устройства [48] является то, что при провалах напряжения, вызванных, например, однофазным или двухфазным коротким замыканием, оно не обеспечивает отдельного регулирования фазных напряжений ответственного потребителя электрической энергии. Кроме того, известное устройство имеет низкую надежность и низкий коэффициент полезного действия, обусловленные параллельной работой дополнительных n трансформаторов с разными коэффициентами трансформации в режиме холостого хода для нормального режима работы устройства. Высокая ресурсоемкость устройства в виде n дополнительных трансформаторов и $6 \cdot n$ тиристорных ключей также являются его недостатками.



1 - ответственный потребитель электрической энергии, 2 - датчик фазного напряжения, 3 – источник питания, 4 – блок управления, 5, 6, 7, 13, 14, 15, 16 - двунаправленные тиристорные ключи, 8 - трехфазный вольтодобавочный трансформатор, 9, 10, 11, 12 – вторичные обмотки трансформатора

Рис. 2.10. Функциональная схема устройства динамического восстановления провалов напряжения

Предлагаемое устройство обеспечивает поддержание допустимого диапазона снижения фазных напряжений ответственного потребителя электрической энергии при кратковременных и длительных, симметричных и несимметричных провалах напряжения источника питания.

Устройство динамического восстановления провалов напряжения для ответственного потребителя электрической энергии 1 работает следующим образом.

Датчики напряжения 2 измеряют значения фазных напряжений трехфазного источника питания 3 и передают их на входы блока управления 4.

Для нормального режима работы устройства снижение фазных напряжений не должно превышать 10% его номинального значения $U_n \geq U_f > 0,9U_n$.

При этом блок управления 4 формирует следующие сигналы: замкнуть первый 5, второй 6 и третий 7 двунаправленные тиристорные ключи; разомкнуть четвертый 13, пятый 14, шестой 16 и седьмой 16 двунаправленные тиристорные ключи для всех фаз вторичных обмоток трехфазный вольтодобавочный трансформатор 8. При этом фазы a , b и c ответственного потребителя электрической энергии 1 через замкнутые первый 5, второй 6 и третий 7 двунаправленные тиристорные ключи соединены с фазами A , B и C трехфазного источника питания 3. Фазные напряжения ответственного потребителя электрической энергии 1 равны фазным напряжениям трехфазного источника питания 3. При этом снижение фазных напряжений ответственного потребителя электрической энергии 1 не выходит за допустимые пределы $U_n \geq U_\phi > 0,9U_n$. В рассматриваемом режиме, трехфазный вольтодобавочный трансформатор 8 в работе ответственного потребителя электрической энергии 1 не участвует.

В первом аварийном режиме $0,9U_n \geq U_\phi > 0,81U_n$ снижение фазного напряжения трехфазного источника питания 3, например фазы A , равно или превышает 10% его номинального значения, но не превышает 19%. Снижения фазных напряжений фаз B и C при этом находится в диапазоне $U_n \geq U_\phi > 0,9U_n$, т.е. не превышает 10% его номинального значения. Блок управления 4 формирует следующие сигналы: замкнуть четвертый 13 и разомкнуть первый 5 двунаправленные тиристорные ключи для фазы A . Состояния остальных двунаправленных тиристорных ключей сохраняются неизменными, т.е. ключи 6 и 7 замкнуты, а ключи 14, 15, 16 для фазы A и ключи 13, 14, 15, 16 для каждой из фаз B и C разомкнуты. При этом между фазой a ответственного потребителя электрической энергии 1 и фазой A трехфазного источника питания 3 включена первая секция 9 вторичной обмотки трехфазного вольтодобавочного трансформатора 8. Напряжение фазы a ответственного потребителя электрической энергии 1 равно сумме напряжения фазы A трехфазного источника питания 3 и напряжения первой секции 9. При снижении напряжения фазы A трехфазного источника питания 3 до $0,9U_n$ напряжение первой секции 9 равно $0,1U_n$, так как коэффициент трансформации первой секции 9 равен 9. При этом напряжение фазы a ответственного потребителя электрической энергии 1 равно $1,0U_n$. При снижении напряжения фазы A трехфазного источника питания 3 до $0,81U_n$ напряжение первой секции 9 равно $0,09U_n$, а напряжение фазы a ответственного потребителя электрической энергии 1 равно $0,9U_n$. Таким образом в первом аварийном режиме, когда фазное напряжение фазы A трехфазного источника питания 3 изменяется в диапазоне $0,9U_n \geq U_\phi > 0,81U_n$ фазное напряжение ответственного потребителя электрической энергии 1 изменяется в диапазоне $U_n \geq U_\phi > 0,9U_n$, т.е. не выхо-

дит за допустимые пределы 10%. Аналогичные результаты сохраняются для каждой из фаз B и C при их работе в первом аварийном режиме.

Во втором аварийном режиме $0,81U_n \geq U_\phi > 0,73U_n$ снижение фазного напряжения трехфазного источника питания 3, например фазы A , равно или превышает 19% его номинального значения, но не превышает 27%. Снижения фазных напряжений фаз B и C при этом находится в диапазоне $U_n \geq U_\phi > 0,9U_n$, т.е. не превышает 10% его номинального значения. Блок управления 4 формирует следующие сигналы: замкнуть пятый 14 и разомкнуть четвертый 13 двунаправленные тиристорные ключи фазы A . Состояния остальных двунаправленных тиристорных ключей сохраняются неизменными: 5 – разомкнут; 6 и 7 – замкнуты; ключи 15, 16 для фазы A и ключи 13, 14, 15, 16 для фаз B и C разомкнуты. При этом между фазой a ответственного потребителя электрической энергии 1 и фазой A трехфазного источника питания 3 включены первая 9 и вторая 10 секции вторичной обмотки трехфазного вольтодобавочного трансформатора 8. Напряжение фазы a ответственного потребителя электрической энергии 1 равно сумме напряжения фазы A трехфазного источника питания 3 и напряжений первой 9 и второй 10 секций. При снижении напряжения фазы A трехфазного источника питания 3 до $0,81U_n$ напряжения первой 9 и второй 10 секций равны соответственно $0,09U_n$ и $0,1U_n$, так как, коэффициенты трансформации указанных секций 9 и 10 равны соответственно 9 и 8,1. При этом напряжение фазы a ответственного потребителя электрической энергии 1 равно $1,0U_n$. При снижении напряжения фазы A трехфазного источника питания 3 до $0,73U_n$ напряжения первой 9 и второй 10 секций равны соответственно $0,081U_n$ и $0,09U_n$, а напряжение фазы a ответственного потребителя электрической энергии 1 равно $0,9U_n$. Таким образом, во втором аварийном режиме, когда фазное напряжение фазы A трехфазного источника питания 3 изменяется в диапазоне $0,81U_n \geq U_\phi > 0,73U_n$ фазное напряжение ответственного потребителя электрической энергии 1 изменяется в диапазоне $U_n \geq U_\phi > 0,9U_n$, т.е. не выходит за допустимые пределы 10%. Аналогичные результаты сохраняются для каждой из фаз B и C при их работе во втором аварийном режиме.

В третьем аварийном режиме $0,73U_n \geq U_\phi > 0,66U_n$ снижение фазного напряжения трехфазного источника питания 3, например фазы A , равно или превышает 27% его номинального значения, но не превышает 34%. Снижения фазных напряжений фаз B и C при этом находится в диапазоне $U_n \geq U_\phi > 0,9U_n$, т.е. не превышает 10% его номинального значения. Блок управления 4 формирует следующие сигналы: замкнуть шестой 15 и разо-

мкнуть пятый 14 двунаправленные тиристорные ключи фазы *A*. Состояния остальных двунаправленных тиристорных ключей сохраняются неизменными: 5 – разомкнут; 6 и 7 – замкнуты; ключи 13, 16 для фазы *A* и ключи 13, 14, 15, 16 для фаз *B* и *C* разомкнуты. При этом между фазой *a* ответственного потребителя электрической энергии 1 и фазой *A* трехфазного источника питания 3 включены первая 9, вторая 10 и третья 11 секции вторичной обмотки трехфазного вольтодобавочного трансформатора 8. Напряжение фазы *a* ответственного потребителя электрической энергии 1 равно сумме напряжения фазы *A* трехфазного источника питания 3 и напряжений первой 9, второй 10 и третьей 11 секций. При снижении напряжения фазы *A* трехфазного источника питания 3 до $0,73U_n$ напряжения первой 9, второй 10 и третьей 11 секций равны соответственно $0,081U_n$, $0,09U_n$ и $0,1U_n$, так как, коэффициенты трансформации указанных секций 9, 10 и 11 равны соответственно 9, 8,1 и 7,29. При этом напряжение фазы *a* ответственного потребителя электрической энергии 1 равно $1,0U_n$. При снижении напряжения фазы *A* трехфазного источника питания 3 до $0,66U_n$ напряжения первой 9, второй 10 и третьей 11 секций равны соответственно $0,073U_n$, $0,081U_n$ и $0,09U_n$, а напряжение фазы *a* ответственного потребителя электрической энергии 1 равно $0,9U_n$. Таким образом, в третьем аварийном режиме, когда фазное напряжение фазы *A* трехфазного источника питания 3 изменяется в диапазоне $0,73U_n \geq U_{\phi} > 0,66U_n$ фазное напряжение ответственного потребителя электрической энергии 1 изменяется в диапазоне $U_n \geq U_{\phi} > 0,9U_n$, т.е. не выходит за допустимые пределы 10%. Аналогичные результаты сохраняются для каждой из фаз *B* и *C* при их работе в третьем аварийном режиме.

В четвертом аварийном режиме $0,66U_n \geq U_{\phi} > 0,59U_n$ снижение фазного напряжения трехфазного источника питания 3, например фазы *A*, равно или превышает 34% его номинального значения, но не превышает 41%. Снижения фазных напряжений фаз *B* и *C* при этом находится в диапазоне $U_n \geq U_{\phi} > 0,9U_n$, т.е. не превышает 10% его номинального значения. Блок управления 4 формирует следующие сигналы: замкнуть шестой 16 и разомкнуть пятый 15 двунаправленные тиристорные ключи фазы *A*. Состояния остальных двунаправленных тиристорных ключей сохраняются неизменными: 5 – разомкнут; 6 и 7 – замкнуты; ключи 13, 14 для фазы *A* и ключи 13, 14, 15, 16 для фаз *B* и *C* разомкнуты. При этом между фазой *a* ответственного потребителя электрической энергии 1 и фазой *A* трехфазного источника питания 3 включены первая 9, вторая 10, третья 11 и четвертая 12 секции вторичной обмотки трехфазного вольтодобавочного трансформатора 8. Напряжение фазы *a* ответственного потребителя электрической энергии 1 равно сумме напряжения фазы

А трехфазного источника питания 3 и напряжений первой 9, второй 10, третьей 11 и четвертой 12 секций. При снижении напряжения фазы А трехфазного источника питания 3 до $0,66U_n$ напряжения первой 9, второй 10, третьей 11 и четвертой 12 секций равны соответственно $0,073U_n$, $0,081U_n$, $0,09U_n$ и $0,1U_n$, так как, коэффициенты трансформации указанных секций 9, 10, 11 и 12 равны соответственно 9, 8,1, 7,29 и 6,56. При этом напряжение фазы а ответственного потребителя электрической энергии 1 равно $1,0U_n$. При снижении напряжения фазы А трехфазного источника питания 3 до $0,59U_n$ напряжения первой 9, второй 10, третьей 11 и четвертой 12 секций равны соответственно $0,066U_n$, $0,073U_n$, $0,081U_n$ и $0,09U_n$, а напряжение фазы а ответственного потребителя электрической энергии 1 равно $0,9U_n$. Таким образом, в четвертом аварийном режиме, когда фазное напряжение фазы А трехфазного источника питания 3 изменяется в диапазоне $0,66U_n \geq U_{\phi} > 0,59U_n$ фазное напряжение ответственного потребителя электрической энергии 1 изменяется в диапазоне $U_n \geq U_{\phi} > 0,9U_n$, т.е. не выходит за допустимые пределы 10%. Аналогичные результаты сохраняются для каждой из фаз В и С при их работе в четвертом аварийном режиме.

При несимметричном провале фазных напряжений трехфазного источника питания 3, когда фазные напряжения существенно отличаются друг от друга, предлагаемое устройство позволяет отдельно для каждой фазы а, в и с ответственного потребителя электрической энергии 1 обеспечить регулирование фазного напряжения в заданном диапазоне $U_n \geq U_{\phi} > 0,9U_n$.

После исчезновения провала фазных напряжений трехфазного источника питания 3, вызванный кратковременным однофазным или двухфазным коротким замыканием, запуском мощного двигателя или подключением мощного потребителя электрической энергии с резкопеременной нагрузкой заявляемое устройство динамического восстановления провалов напряжения переходит в нормальный режим работы.

Таким образом, предлагаемое устройство позволяет поддерживать допустимый диапазон снижения фазных напряжений ответственного потребителя электрической энергии при кратковременных и длительных, симметричных и несимметричных провалах напряжения источника питания. Применение трехфазного вольтодобавочного трансформатора, вторичные обмотки которого содержат четыре секции, снабженные двунаправленными тиристорными ключами обеспечивает отдельную вольтодобавку для фазных напряжений ответственного потребителя электрической энергии.

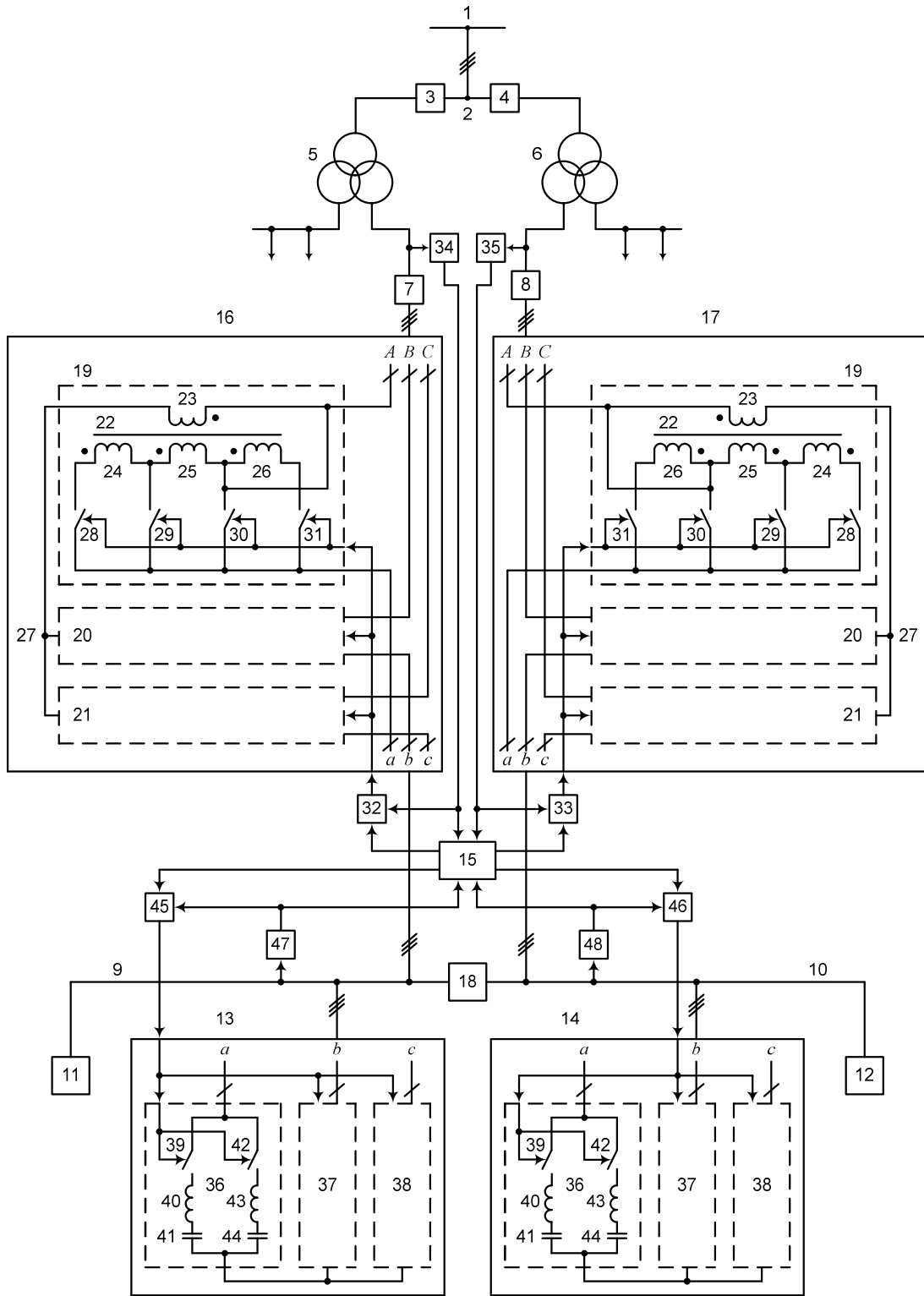
2.5. Система управления режимом напряжений в распределительной электрической сети

Функциональная схема системы управления режимом напряжений представлена на рис. 2.11 (заявка на изобретение № 2019135537 от 05.11.2019 [31]). Предлагаемое устройство может быть использовано в системах электроснабжения промышленных предприятий, для которых характерны случайные отклонения напряжения питающей сети (например, для сети 110 кВ), вследствие частых изменений её конфигурации.

Недостатком известных устройств, например, патент РФ №2631873 [49] является его низкая надежность, так как в нем применяют электромеханическое устройство регулирования напряжения под нагрузкой (РПН), частые переключения которого снижают срок службы и надежность работы силового трансформатора. Кроме того, в указанном устройстве отсутствует возможность независимого, пофазного регулирования напряжения, что снижает его эффективность. В известной системе управления опрос показаний трансформаторов тока и напряжений осуществляется каждые 180 секунд и, в случае выхода напряжения на шинах отдельных подстанций за допустимые пределы, осуществляется изменение текущего положения автоматических компенсаторов реактивной мощности или переключение РПН. Указанная периодичность опроса существенно снижает быстродействие известной системы управления и надежность поддержания допустимого режима напряжений в распределительной сети переменного тока.

Недостатком другого известного устройства патент РФ №151864 [50] является низкая надежность и недостаточная стабильность поддержания допустимого режима напряжений в распределительной сети переменного тока для ответственных потребителей промышленного предприятия, вследствие ее ограниченного диапазона регулирования напряжений.

Предлагаемое устройство обеспечивает повышение надежности и стабильности поддержания напряжения распределительной сети для ответственных потребителей промышленного предприятия в пределах $\pm 2\%$ от номинального значения, в условиях частых изменений конфигурации высоковольтной питающей сети (например, для 110 кВ), которые сопровождаются понижением (до -10%) и повышением (до $+8\%$) напряжения от номинального значения.



1 - энергосистема высокого напряжения; 2 - шина распределительного устройства; 3, 4 - первый и второй выключатели; 5, 6 - первый и второй силовые трехобмоточные трансформаторы; 7, 8 - третий и четвертый выключатели; 9, 10 - первая и вторая шины распределительных устройств низкого напряжения; 11, 12 - первые и вторые ответственные потребители; 13, 14 - первое и второе трехфазное фильтро - компенсирующие устройства; 15 - блок управления; 16, 17 - первый и второй блоки регулирования трехфазного напряжения; 18 - пятый выключатель; 19, 20, 21 - первый, второй и третий однофазные блоки регулирования напряжения; 22 - вольтодобавочный трансформатор; 23 - первичная обмотка вольтодобавочного

трансформатора; 24, 25, 26 первая, вторая и третья вторичные обмотки вольтодобавочного трансформатора; 27 – нейтральная точка; 28, 29, 30, 31 первый, второй, третий и четвертый полупроводниковые ключи; 32, 33 – первый и второй блоки формирования команд на включение/выключения ключей; 34, 35 – первый и второй датчики напряжения; 36, 37, 38 - однофазные фильтро - компенсирующие устройства; 39, 42 – пятый и шестой полупроводниковые ключи; 40, 43 – первый и второй реакторы; 41, 44 – первая и вторая батарея конденсаторов; 45, 46 – третий и четвертый блоки формирования команд на включение/выключения ключей; 47, 48 – третий и четвертый датчики напряжения.

Рис. 2.11. Функциональная схема системы управления режимом напряжений в распределительной электрической сети переменного тока для ответственных потребителей промышленного предприятия

Технический результат предлагаемого устройства, заключается в создании условий, обеспечивающих высокую надежность и стабильность поддержания допустимого уровня напряжений в распределительной сети переменного тока для ответственных потребителей промышленного предприятия, благодаря применению электронного регулятора напряжения, имеющего высокую аппаратную надежность и высокое быстродействие, а также возможность независимого, пофазного регулирования напряжения в широком диапазоне. Кроме того, предложенные алгоритмы управления полупроводниковыми ключами в предлагаемом устройстве позволяют ограничить токи короткого замыкания в электронном регуляторе напряжения, а также ограничить токи, потребляемые фильтро – компенсирующими устройствами (ФКУ) в переходных процессах, что повышает аппаратную надежность устройства и в целом надежность всей системы управления.

В предлагаемой системе управления режимом напряжений в распределительной сети переменного тока поддержание напряжения $U_{\text{нн}}$ на шинах распределительного устройства низкого напряжения 9 и 10 рис. 2.11 в диапазоне от $0,98U_{\text{нн ном}}$ до $1,02U_{\text{нн ном}}$ осуществляют первый 16 и второй 17 блоки регулирования трехфазного напряжения, первый 13 и второй 14 трехфазные фильтро - компенсирующие устройства.

Поясним, как работают блоки регулирования трехфазного напряжения 16 и 17, включенные в рассечки фаз Aa , Bb , Cc .

При замкнутом положении одного из ключей 28, 29, 30 или 31 рис. 2.11 в рассечку указанных фаз подается соответственно одно из следующих значений добавочных напряжений $+2\Delta U_{\text{доб}}$, $+\Delta U_{\text{доб}}$, 0 , $-3\Delta U_{\text{доб}}$. В предлагаемом устройстве принято, что напряжение $+\Delta U_{\text{доб}}$ увеличивает напряжение $U_{\text{нн}}$ на шинах низкого напряжения 9 и 10 на $0,02U_{\text{нн ном}}$, т.е. на 2% от номинального значения. Напряжение $+2\Delta U_{\text{доб}}$ увеличивает $U_{\text{нн}}$ на 4%, а напряжение $-3\Delta U_{\text{доб}}$ уменьшает $U_{\text{нн}}$ на 6%.

Поясним, как работают трехфазные фильтро - компенсирующие устройства (ФКУ) 13 и 14 рис. 2.11, содержащие однофазные фильтро - компенсирующие устройства 36, 37 и 38.

Ранее было указано, что каждое однофазное ФКУ содержит две параллельно соединенные ступени, которые в свою очередь содержат полупроводниковый ключ, реактор и батарею конденсаторов. Основное назначение указанных устройств заключается в компенсации реактивной мощности ответственных потребителей 11 и 12, и как следствие в повышении напряжения на шинах распределительного устройства низкого напряжения 9 и 10. Отметим, что в предлагаемом устройстве реактивная мощность, генерируемая каждой ступенью, выбрана таким образом, что при подключении одной ступени напряжение на шинах низкого напряжения 9 и 10 увеличивается на 2% от номинального значения. При подключении двух ступеней – на 4%. Полагаем, что режим работы нагрузки номинальный. Кроме того, фильтро - компенсирующие устройства позволяют ослабить влияние высших гармоник на шинах низкого напряжения, например, 5-ой или 7-ой гармоник. Указанные гармоники обусловлены работой ответственных потребителей, в которых используется тиристорное регулирование напряжения.

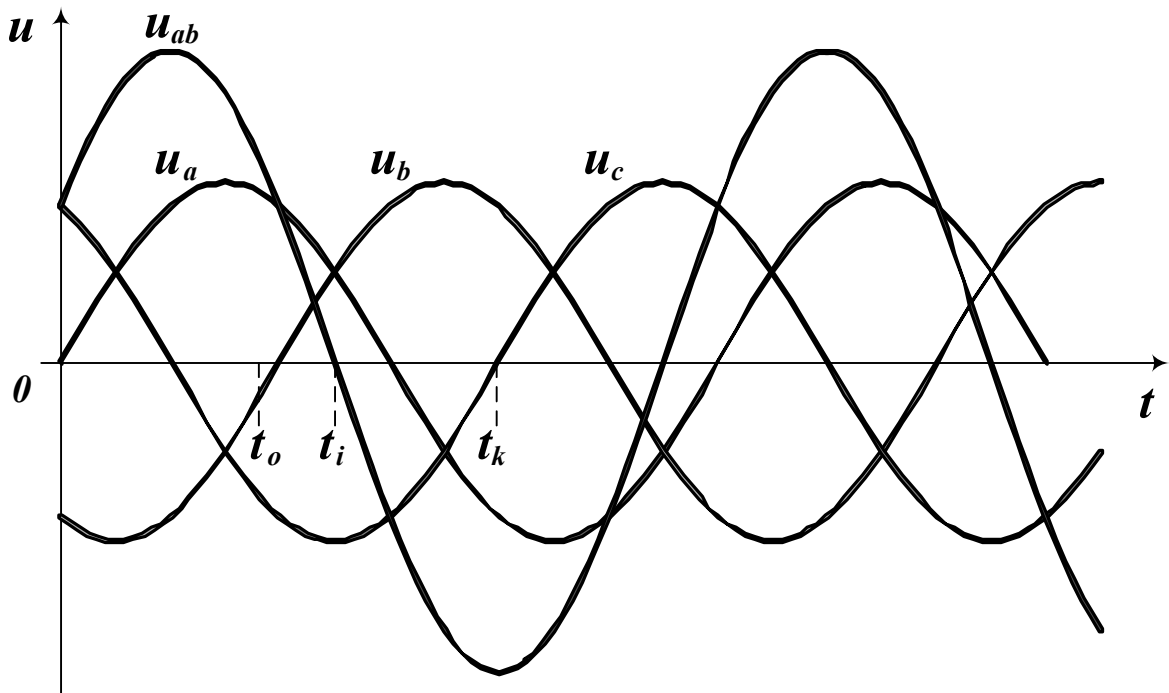


Рис. 2.12. Осциллограммы фазных и линейных напряжений на шинах распределительного устройства низкого напряжения

Блоки формирования команд 32 и 33 рис. 2.11 на включение полупроводниковых ключей 28, 29, 30 и 31 в первом 16 и втором 17 блоках регулирования трехфазного напряжения, за счет заложенного в них алгоритма работы позво-

ляют защитить указанные ключи от перенапряжений и токов короткого замыкания, что повышает эффективность и надежность работы предлагаемой системы управления режимом напряжений в распределительной сети переменного тока для ответственных потребителей промышленного предприятия.

На рис. 2.12 приведены осциллограммы фазных и линейных напряжений на шинах распределительного устройства низкого напряжения 9 и 10 (рис. 2.11), поясняющие работу третьего 45 и четвертого 46 блоков формирования команд на включение полупроводниковых ключей 39 и 42 в однофазных фильтро - компенсирующих устройствах 36, 37 и 38.

Блоки формирования команд 45 и 46, за счет заложенного в них алгоритма работы (рис. 2.12) позволяют ограничить зарядные токи батареи конденсаторов 41 и 44, что повышает эффективность и надежность работы заявляемой системы управления режимом напряжений в распределительной сети переменного тока для ответственных потребителей промышленного предприятия.

Табл. 2.2. Таблица поясняющая, как обеспечивается поддержание напряжения $U_{\text{нн}}$ на шинах низкого напряжения в заданном диапазоне

N	Состояния корректирующих воздействий					Результат воздействия	
	1-я ступень ФКУ	2-я ступень ФКУ	1-е $\Delta U_{\text{доб}}$	2-е $\Delta U_{\text{доб}}$	3-е $-3\Delta U_{\text{доб}}$	$\Delta U_{\text{кн}}$	$U_{\text{нн}}$
1	1	1	1	1	0	$+0,08U_{\text{нн ном}}$	$0,98U_{\text{нн ном}} < U_{\text{нн}} < 1,02U_{\text{нн ном}}$
2	1	1	1	0	0	$+0,06U_{\text{нн ном}}$	
3	1	1	0	0	0	$+0,04U_{\text{нн ном}}$	
4	1	0	0	0	0	$+0,02U_{\text{нн ном}}$	
5	0	0	0	0	0	0	
6	1	1	0	0	1	$-0,02U_{\text{нн ном}}$	
7	1	0	0	0	1	$-0,04U_{\text{нн ном}}$	
8	0	0	0	0	1	$-0,06U_{\text{нн ном}}$	

Табл. 2.2 поясняет, каким образом обеспечивается поддержание напряжения $U_{\text{нн}}$ на шинах низкого напряжения в заданном диапазоне $0,98U_{\text{нн ном}} <$

$U_{\text{нн}} < 1,02U_{\text{нн ном}}$, за счет применения одного из наборов корректирующих воздействий. Термин «корректирующее воздействие» означает, что включена/отключена одна или две ступени ФКУ, создано/не создано добавочное напряжение $\Delta U_{\text{доб}}$, $2\Delta U_{\text{доб}}$, $-3\Delta U_{\text{доб}}$.

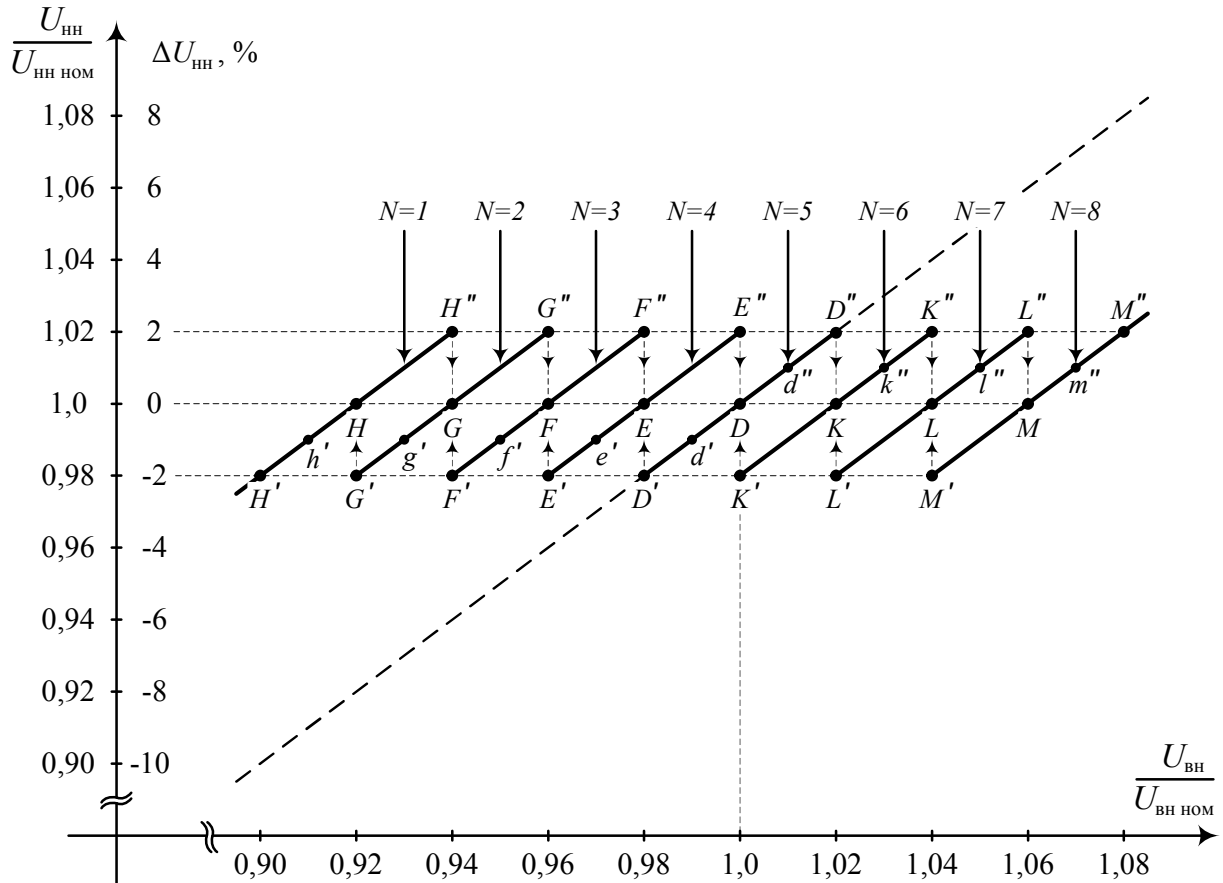


Рис. 2.13. Графики $U_{\text{нн}} = f(U_{\text{вн}})$, поясняющие принцип работы предлагаемой системы управления режимом напряжений

На рис. 2.13 приведены графики $U_{\text{нн}} = f(U_{\text{вн}})$, поясняющие принцип работы предлагаемой системы управления режимом напряжений. Здесь по горизонтальной оси отложены в относительных единицах значения напряжения $U_{\text{вн}}$ на шинах распределительного устройства 2 высокого напряжения. В заявляемой системе управления напряжение $U_{\text{вн}}$ является основным возмущающим воздействием, которое вызывает изменение напряжения $U_{\text{нн}}$ на шинах 9, 10 низкого напряжения. Верхняя граница отклонения напряжения на шинах высокого напряжения составляет $1,08$ от номинального значения $U_{\text{вн ном}}$, т.е. $1,08U_{\text{вн ном}}$, а нижняя граница отклонения напряжения - $0,9U_{\text{вн ном}}$. Указанные границы отклонения напряжений имеют место для отдельных промышленных

предприятий, на которых конфигурация высоковольтной питающей сети часто изменяется.

По вертикальной оси на рис. 2.13 отложены в относительных единицах значения напряжения $U_{\text{нн}}$ на шинах распределительного устройства 9 (10) низкого напряжения. Кроме того по вертикальной оси отложены отклонения напряжения $\Delta U_{\text{нн}}$ от номинального напряжения $U_{\text{нн ном}}$.

На рис. 2.14 приведена упрощенная схема замещения одной фазы предлагаемой системы управления режимом напряжений для ответственных потребителей промышленного предприятия. На схеме приведены следующие обозначения: $U_{\text{вн}}$ – приведенное напряжение на первичной обмотке силового трансформатора 5 (6); $U_{\text{тр}}$ – падение напряжения на внутреннем сопротивлении силового трансформаторе; $U_{\text{доб}}$ – добавочное напряжение, создаваемое блоком регулирования 16 (17); $U_{\text{нн}}$ – напряжение на шинах распределительного устройства низкого напряжения 9 (10); I – суммарный ток потребителей на шинах 9 (10); $I_{\text{ФКУ}}$ – ток фильтро – компенсирующего устройства 13 (14).

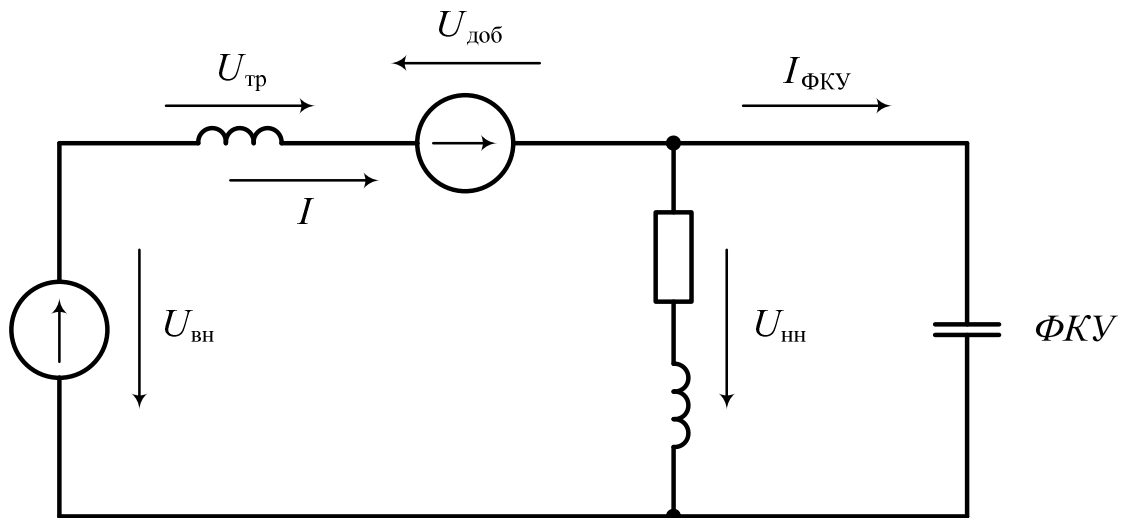


Рис. 2.14. Упрощенная схема замещения одной фазы предлагаемой системы управления режимом напряжений

На рис. 2.15 приведены векторные диаграммы поясняющие процесс поддержания напряжения $U_{\text{нн}}$ на шинах распределительного устройства низкого напряжения 9 и 10 (рис. 2.11) для восьми наборов корректирующих воздействий $N = 1, 2, \dots, 8$ (табл. 2.2). Так как модули векторов $U_{\text{тр}}$ и $U_{\text{доб}}$ рис. 2.15 составляют несколько процентов от модуля вектора $U_{\text{нн}}$ для наглядности показаны фрагменты векторных диаграмм в увеличенном масштабе.

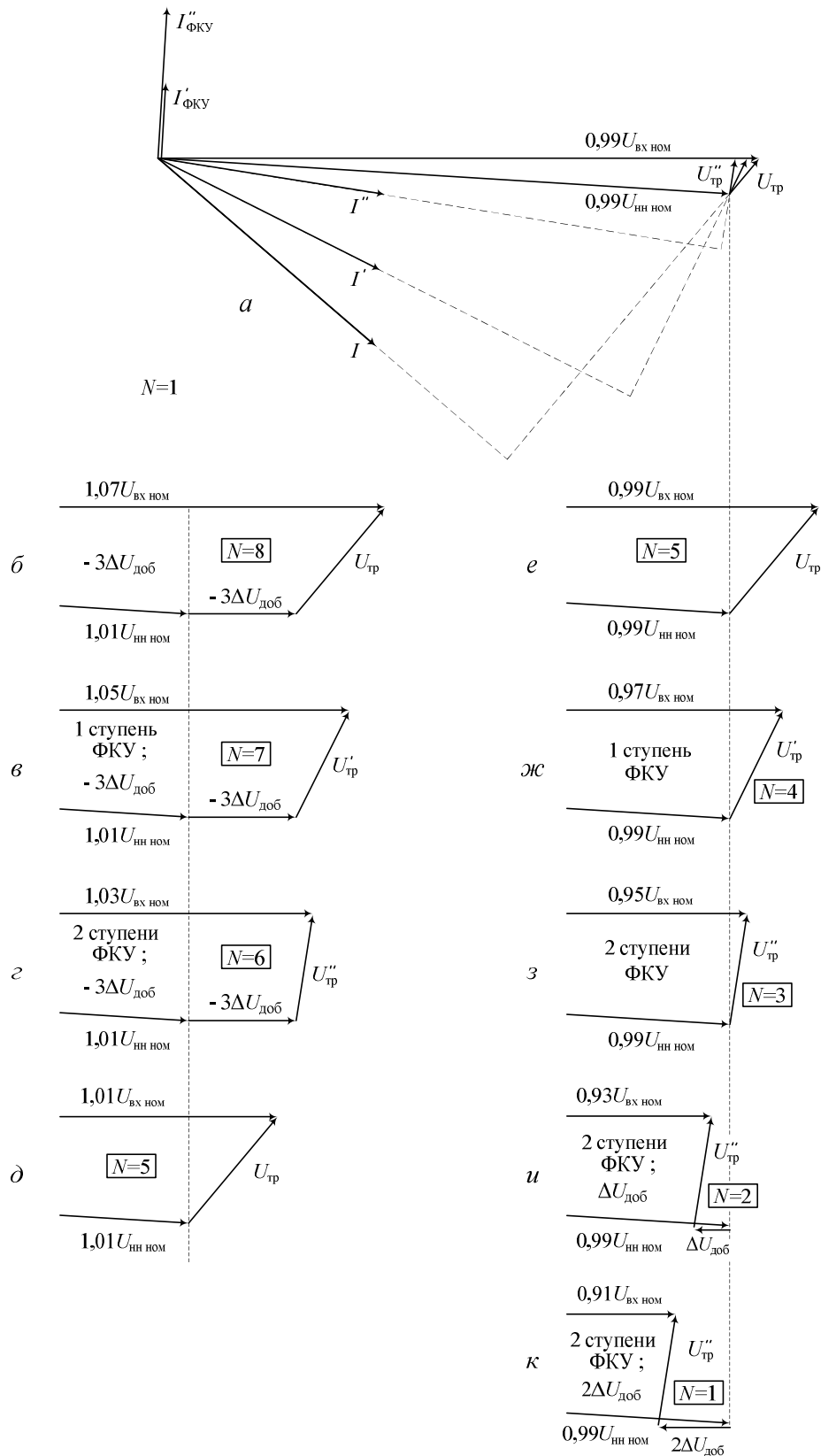


Рис. 2.15. Векторные диаграммы поясняющие процесс поддержания напряжения U_{nn} на шинах распределительного устройства низкого напряжения

Моделирование показало, что лучшими энергетическими показателями обладают следующие наборы корректирующих воздействий $N = 1, N = 2,$

$N = 3$ и $N = 6$, так как они обеспечивают высокий коэффициент мощности предлагаемой системе управления режимом напряжений в распределительной сети переменного тока $\cos\varphi = 0,996$. Для наборов с номерами $N = 4$ и $N = 7$ этот показатель несколько ниже и составляет $\cos\varphi = 0,92$. Перечисленные шесть из восьми наборов корректирующих воздействий обеспечивают высокую эффективность заявляемой системе управления режимом напряжений.

На основании выше изложенного следует, что в предлагаемой системе управления режимом напряжений в распределительной сети переменного тока обеспечивается высокая надежность и стабильность поддержания допустимого режима напряжений для ответственных потребителей промышленного предприятия, при различных возмущающих воздействиях. Так, при отклонениях напряжения $U_{\text{вн}}$ на шине высокого напряжения 2 в диапазоне от $0,90U_{\text{вн ном}}$ до $1,08U_{\text{вн ном}}$ (рис. 2.13) предлагаемая система управления обеспечивает поддержание напряжения, для указанных потребителей в диапазоне от $0,98U_{\text{нн ном}}$ до $1,02U_{\text{нн ном}}$ номинального напряжения.

Отличительной особенностью предлагаемого устройства является то, что оно позволяет независимо, пофазно регулировать напряжения. Это дает возможность поддерживать допустимый режим напряжений в распределительной сети переменного тока для ответственных потребителей промышленного предприятия, при отклонениях фазных напряжений различной величины.

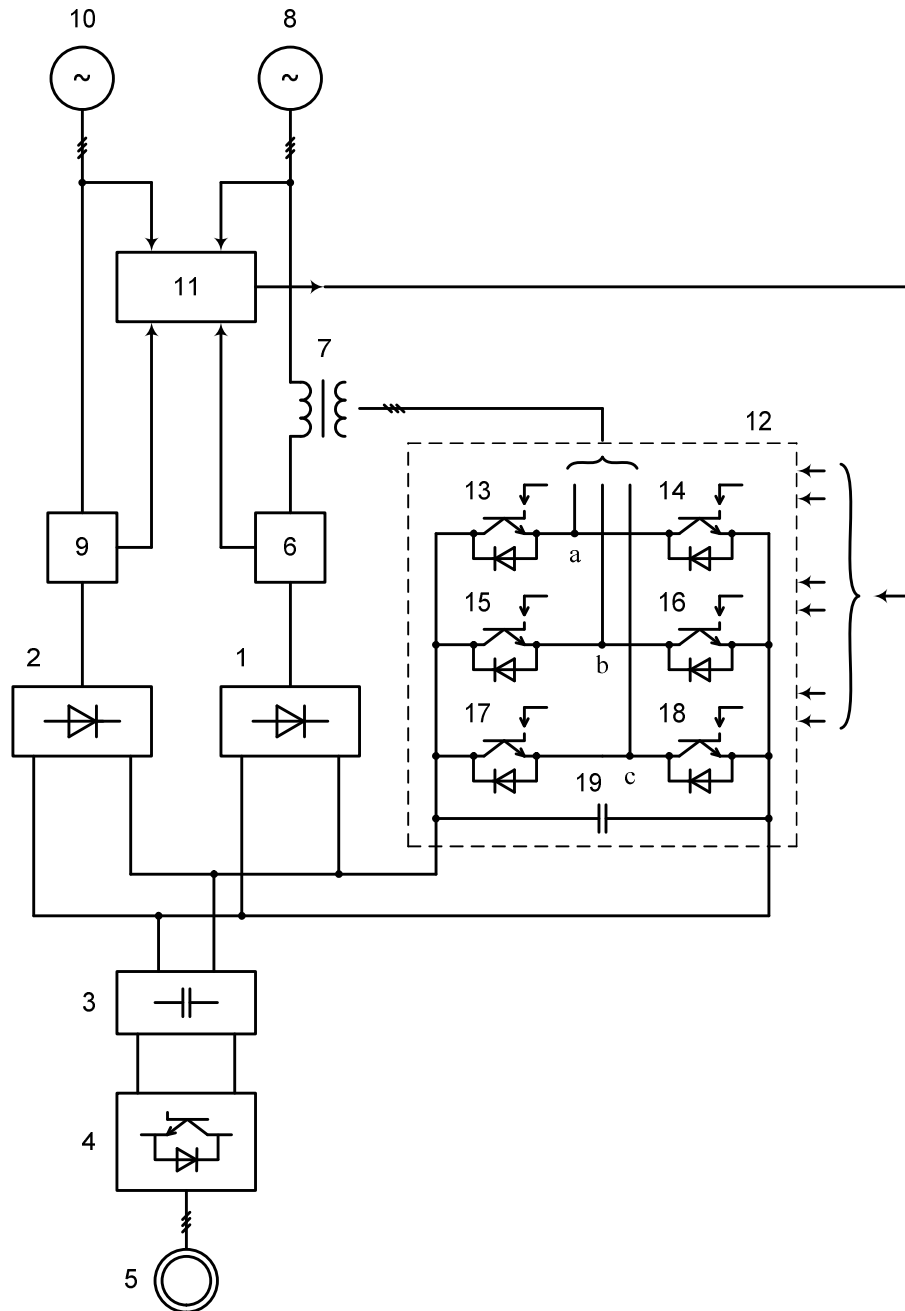
Применение электронных регуляторов напряжения повышает быстродействие и надежность предлагаемого устройства. Предложенные алгоритмы управления полупроводниковыми ключами в блоках регулирования напряжения 16, 17 и в трехфазных фильтро - компенсирующих устройствах 13, 14 позволяют ограничить соответственно токи короткого замыкания и токи, потребляемые ФКУ в переходных процессах, что повышает аппаратную надежность устройства и в целом надежность всей системы управления.

Кроме того, предлагаемого устройство обеспечивает высокий коэффициент мощности, для шести из восьми наборов корректирующих воздействий, которые обеспечивают поддержание напряжения в диапазоне от $0,98U_{\text{нн ном}}$ до $1,02U_{\text{нн ном}}$ номинального напряжения в распределительной сети переменного тока для ответственных потребителей промышленного предприятия.

2.6. Преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов

Функциональная схема преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов (патент РФ на ПМ №147099) [35] представлена на рис. 2.16. Предлагаемое устройство может быть использовано в ответственных

электроприводах механизмов непрерывного действия, технологические режимы которых не допускают внеплановых остановок при кратковременных нарушениях электроснабжения.



1, 2 – основной и резервный выпрямители, 3 - емкостной фильтр, 4 - инвертор напряжения, 5 - двигатель переменного тока, 6, 9 – датчики тока, 7 - вольтодобавочный трансформатор, 8, 10 – основной и резервный источники питания, 11 - блок управления, 12 - обратимый трехфазный мостовой выпрямитель напряжения, 13 – 18 - шесть транзисторно-диодных ключей, 19 - фильтрующий конденсатор

Рис. 2.16. Функциональная схема преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов

Недостатком известных устройств, например, патент РФ на ПМ № 139882 [33] является его низкая надежность бесперебойной работы электропривода, обусловленная наличием сложного электронного оборудования в виде регулятора напряжения, который осуществляет двунаправленный обмен энергией между вводом электропитания и вольтодобавочным трансформатором, при этом применяется двойное преобразование энергии, вначале переменное напряжение преобразуется в постоянное напряжение, а затем постоянное напряжение - в переменное.

Недостатком другого известного устройства патент РФ на ПМ № 139058 [32], также является его низкая надежность бесперебойной работы электропривода за счет ограниченного диапазона регулирования входного напряжения основного и резервного выпрямителей только в сторону снижения. Кроме того, известное устройство обладает повышенной ресурсоемкостью в виде двойного комплекта вольтодобавочных трансформаторов и регуляторов напряжения.

Предлагаемое устройство расширяет диапазон регулирования, как в сторону снижения, так и в сторону увеличения входного напряжения основного и резервного выпрямителей, обеспечивая их одинаковую загрузку по току при колебаниях напряжений основного и резервного вводов электропитания.

На рис. 2.17 приведены временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя частоты при снижении напряжения на основном вводе электропитания. На рис. 2.18 приведены временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя частоты при повышении напряжения на основном вводе электропитания. На рис. 2.19 приведены временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя частоты при равенстве напряжений на основном и резервном вводах электропитания.

Предлагаемый преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов работает следующим образом.

При наличии напряжения на обоих вводах электропитания 8 и 10 (рис. 2.16) с основного ввода электропитания 8 через первичную обмотку вольтодобавочного трансформатора 7 и первый датчик тока 6 на вход основного выпрямителя 1 подается напряжение. Аналогично с резервного ввода электропитания 10 через второй датчик тока 9 подается напряжение на вход резервного выпрямителя 2. С информационных выходов первого 6 и второго 9 датчиков тока на третий и четвертый входы блока управления 11 подаются сигналы пропорциональные значениям токов вводов электропитания 8 и 10. С выхода блока управления 11 на вход обратимого трехфазного мостового выпрямителя напряжения 12 подаются шесть сигналов, которые управляют соответственно работой транзисторно-диодных ключей 13, 14, 15, 16, 17 и 18.

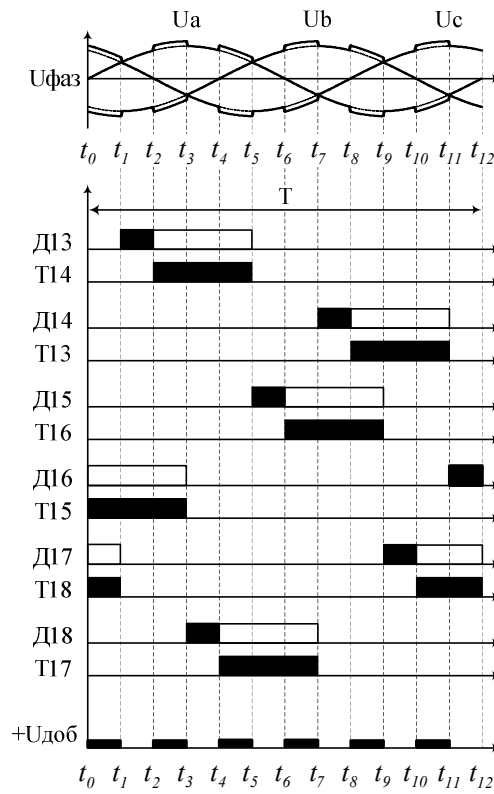


Рис. 2.17. Временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя частоты при снижении напряжения на основном вводе электропитания

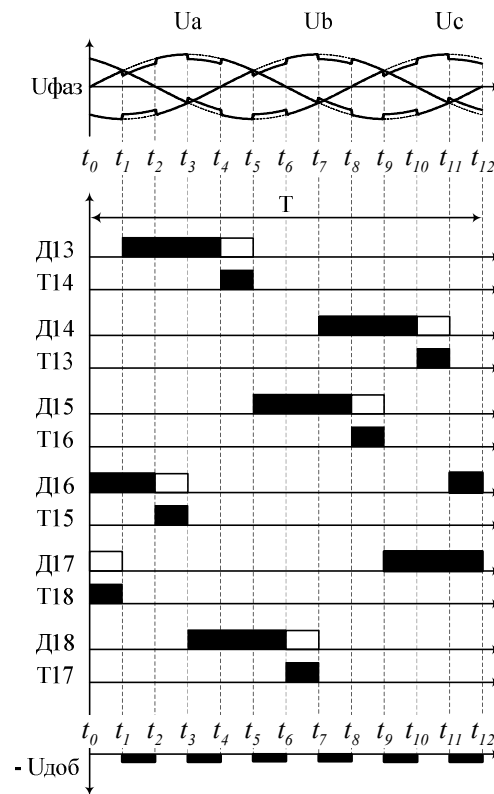


Рис. 2.18. Временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя частоты при повышении напряжения на основном вводе электропитания

Отличительная особенность предлагаемого технического решения заключается в выравнивании токов основного 1 и резервного выпрямителей 2, при колебаниях напряжения на вводах электропитания 8 и 10 в широком диапазоне. Применение обратимого трехфазного мостового выпрямителя напряжения 12, обеспечивает двунаправленный обмен энергией между вольтодобавочным трансформатором 7 и емкостным фильтром 3. В результате чего осуществляется выравнивание напряжений на входах основного 1 и резервного 2 выпрямителей за счет алгебраического сложения напряжения основного ввода электропитания 8 и напряжения на первичной обмотке вольтодобавочного трансформатора 7, которое формируется обратимым трехфазным мостовым выпрямителем напряжения 12 по команде с блока управления 11. Применение обратимого трехфазного мостового выпрямителя напряжения 12 позволяет осуществить одинаковую загрузку основного 1 и резервного 2 выпрямителей с высокой точностью, что приводит к повышению надежности бесперебойной работы электропривода ответственных механизмов.

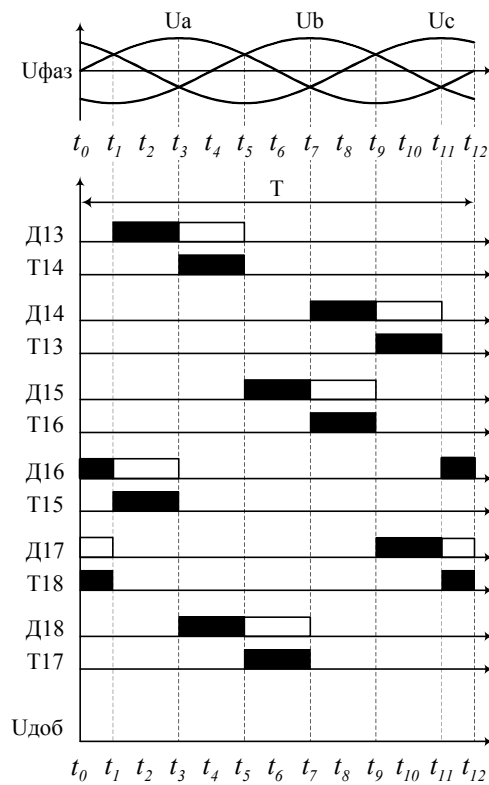


Рис. 2.19. Временные диаграммы, поясняющие работу преобразователя частоты при равенстве напряжений на основном и резервном вводах электропитания

На временных диаграммах (рис. 2.17 2.18, 2.19) изображены фазные напряжения U_a, U_b, U_c с учетом добавочного напряжения $U_{доб}$ за один период T питающего напряжения, которые приложены к входу основного выпрямителя 1 (рис. 2.16). Диаграммы с обозначениями Д13, Д14, ... Д18 показывают проводящее и непроводящее состояния шести диодов транзисторно-диодных

ключей 13 – 18. Аналогично диаграммы с обозначениями T13, T14, ... T18 показывают проводящее и непроводящее состояния шести транзисторов указанных ключей. Интервалы времени, на диаграммах закрашенные черным цветом, соответствуют проводящему состоянию диодов и транзисторов указанных ключей 13 – 18.

При незначительном снижении напряжения на основном вводе электропитания 8 обратимый трехфазный мостовой выпрямитель напряжения 12 создаст на первичной обмотке вольтодобавочного трансформатора 7 добавочное напряжение $U_{доб} > 0$, которое скомпенсирует это снижение напряжения. На диаграммах U_a, U_b, U_c (рис. 2.17) показаны добавочные напряжения $U_{доб}$, расположенные над синусоидальными зависимостями фазных напряжений. При этом осуществляет выравнивание напряжений и токов на входах основного 1 и резервного 2 выпрямителей.

При незначительном увеличении напряжения на основном вводе электропитания 8 обратимый трехфазный мостовой выпрямитель напряжения 12 создаст на первичной обмотке вольтодобавочного трансформатора 7 добавочное напряжение $U_{доб} < 0$, которое скомпенсирует это увеличение напряжения. На диаграммах U_a, U_b, U_c (рис. 2.18) показаны добавочные напряжения $U_{доб}$, расположенные под синусоидальными зависимостями фазных напряжений. При этом осуществляет выравнивание напряжений и токов на входах основного 1 и резервного 2 выпрямителей.

На рис. 2.19 приведены временные диаграммы, при равенстве напряжений по вводам электропитания 8 и 10. Блок управления 11 формирует управляющий сигнал для обратимого трехфазного мостового выпрямителя напряжения 12, который работает в режиме короткого замыкания вторичных обмоток вольтодобавочного трансформатора 7. При этом напряжения на вторичной и первичной обмотках вольтодобавочного трансформатора 7 будут равны нулю. Для указанного режима в проводящем состоянии находятся в паре соответствующие диоды и транзисторы D16 и T18, D13 и T15, D18 и T14, D15 и T17, D14 и T16, D17 и T13, D16 и T18. Диаграмма на рис. 2.5 с обозначением U_{доб} отражает работу обратимого трехфазного мостового выпрямителя напряжения 12 в режиме короткого замыкания. В этом режиме отсутствует вычитание и добавление напряжения $U_{доб} = 0$ к напряжению основного ввода электропитания 8.

Таким образом, предлагаемый преобразователь частоты позволяет повысить надежность бесперебойной работы электропривода ответственных механизмов при колебаниях напряжения на вводах электропитания за счет расширения диапазона регулирования, как в сторону снижения, так и в сторону увеличения входного напряжения основного и резервного выпрямителей при обес-

печении их одинаковой загрузки по току с высокой точностью. Это позволяет осуществить питание инвертора напряжения одновременно от основного и резервного выпрямителей, как в рабочем, так и аварийном режимах. Кроме того, заявляемый преобразователь частоты позволяет снизить ресурсоемкость электропривода за счет уменьшения количества вольтодобавочных трансформаторов и регуляторов напряжения.

2.7. Высоковольтный преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов

Функциональная схема высоковольтный преобразователь частоты (патент РФ на ПМ №143642) [34] представлена на рис. 2.20. Предлагаемое устройство может быть использовано в высоковольтных электроприводах ответственных механизмов непрерывного действия, технологические режимы которых не допускают внеплановых остановок при кратковременных нарушениях электропитания.

Недостатком известных устройств, например, патент РФ №53515 [51] является его низкая надежность, что не позволяет обеспечить бесперебойную работу электропривода. Это обусловлено тем, что указанное устройство имеет сложную конструкцию, включающую электродвигатель специального исполнения с датчиком положения ротора, устройства распределения силового питания с коммутационной и защитной аппаратурой, станцию управления двигателем с коммутационной и защитной аппаратурой, а также большое количество преобразователей частоты, что снижает их надежность в целом.

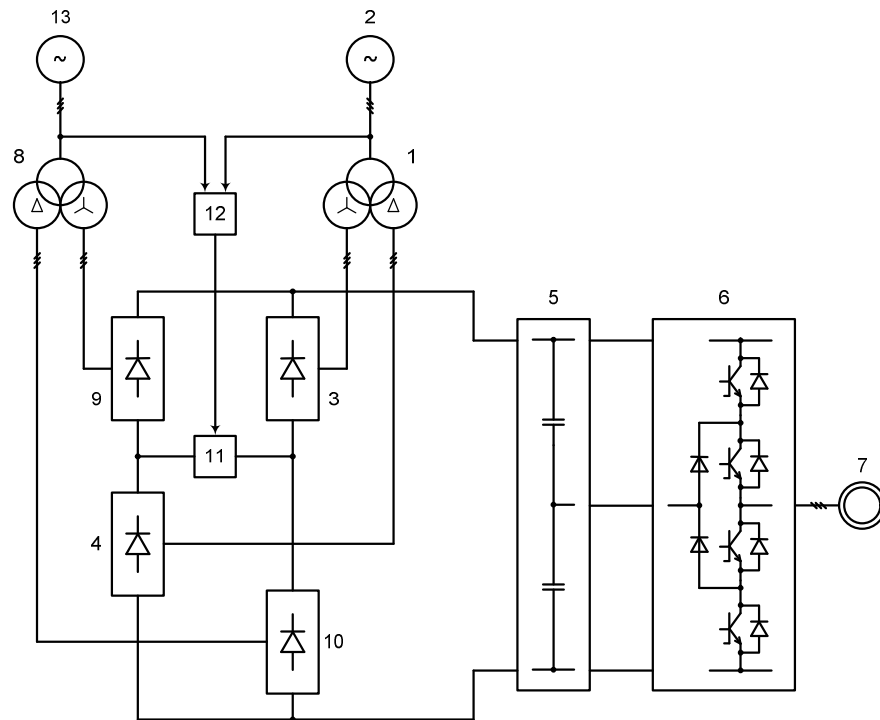
Недостатком другого известного устройства [52] является то, что при кратковременном нарушении в электроснабжении высоковольтный преобразователь отключается, вследствие его высокой чувствительности к такому аварийному режиму, это снижает надежность бесперебойной работы электропривода.

Предлагаемое устройство обеспечивает автоматическое выравнивание токов в соединении выпрямителей. Это позволяет в рабочем режиме обеспечить их одинаковую загрузку по току, а в аварийном, при кратковременном нарушении электроснабжения, сохранить работоспособность высоковольтного преобразователя частоты.

Высоковольтный преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов работает следующим образом.

Отличительной особенностью заявляемого технического решения является то, что в рабочем режиме при допустимом изменении напряжения на любом из вводов электропитания двигатель переменного тока получает питание от вы-

прямителей, образующих последовательно-параллельное соединение. При этом токи указанных выпрямителей автоматически выравниваются и составляют половину номинального значения входного тока инвертора, что снижает ресурсоёмкость выпрямителей. Равномерная нагрузка указанных выпрямителей повышает надёжность заявляемого устройства. Кроме того, в аварийном режиме при кратковременном нарушении электроснабжения по одному из вводов электропитания заявляемое техническое решение позволяет сохранить работоспособность высоковольтного преобразователя частоты, обеспечивая его питанием от другого ввода электропитания. Вышесказанное обеспечивает бесперебойную работу электропривода ответственных механизмов.



1, 8 – первый и второй преобразовательные трансформаторы, 2, 13 - основной и резервный источники питания, 3, 4, 9, 10 - диодные трехфазные мостовые выпрямители, 5 - емкостной фильтр, 6 - инвертор напряжения, 7 - двигатель переменного тока, 11 - коммутационный аппарат, 12 - блок управления

Рис. 2.20. Функциональная схема преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов

Высоковольтный преобразователь частоты работает следующим образом.

При наличии напряжений на обоих вводах электропитания 2 и 13 блок управления 12 подает команду «отключить» на управляющий вход коммутационного аппарата 11, который размыкает соединение между анодными группами первого 3 и третьего 9 диодных трехфазных мостовых выпрямителей. Диодные трехфазные мостовые выпрямители 3, 4, 9 и 10 образуют последовательно-

параллельное соединение. Первое последовательное соединение выпрямителей создано первым 3 и четвертым 10 диодными трехфазными мостовыми выпрямителями, на которые подаются линейные напряжения с соответствующих вторичных обмоток преобразовательных трансформаторов 1 и 8. Указанное соединение выпрямителей 3 и 10 формирует первое выпрямленное двенадцатипульсное напряжение, которое подается на емкостной фильтр 5. Второе последовательное соединение выпрямителей создано третьим 9 и вторым 4 диодными трехфазными мостовыми выпрямителями, на которые подаются линейные напряжения с соответствующих вторичных обмоток преобразовательных трансформаторов 8 и 1. Данное соединение выпрямителей 9 и 4 формирует второе выпрямленное двенадцатипульсное напряжение, которое также подается на емкостной фильтр 5. Параметры обмоток преобразовательных трансформаторов 1 и 8 выбраны так, что линейное напряжения первой вторичной обмотки равно линейному напряжению второй вторичной обмотке для обоих преобразовательных трансформаторов 1 и 8. При этом первое выпрямленное двенадцатипульсное напряжение будет равно второму выпрямленному двенадцатипульсному напряжению, а, следовательно, токи диодных трехфазных мостовых выпрямителей 3, 4, 9 и 10 также будут равны. Это позволяет обеспечить питание двигателя переменного тока 7 от образующих последовательно-параллельное соединение выпрямителей с одинаковой нагрузкой их по току, что приводит к бесперебойной работе электропривода ответственных механизмов.

При допустимом изменении напряжения, например, на основном вводе электропитания 2 пропорционально на одинаковую величину изменяются выпрямленные напряжения первого 3 и второго 4 диодных трехфазных мостовых выпрямителей, сохраняя равенство первого и второго выпрямленных двенадцатипульсных напряжений. Токи диодных трехфазных мостовых выпрямителей 3, 4, 9 и 10 при этом остаются равными. Таким образом, при колебаниях напряжения на одном из вводов электропитания 2 и 13 в условиях нормального электроснабжения от двух преобразовательных трансформаторов 1 и 8 в последовательно-параллельном соединении соответствующих диодных трехфазных мостовых выпрямителей 3, 10 и 9, 4 автоматически осуществляется выравнивание токов выпрямителей. Последнее способствует равномерной нагрузке диодных трехфазных мостовых выпрямителей 3, 4, 9 и 10 и при допустимых изменениях напряжений на обоих вводах электропитания 2 и 13 позволяет обеспечить бесперебойную работу высоковольтного электропривода ответственных механизмов.

В случае аварийного режима, например, при кратковременном снижении напряжения на основном вводе электропитания 2 до заданной минимальной величины блок управления 12 подает команду «включить» на управляющий вход

коммутационного аппарата 11, который замыкает соединение между анодными группами первого 3 и третьего 9 диодных трехфазных мостовых выпрямителей. Соединение диодных трехфазных мостовых выпрямителей 3, 4, 9 и 10 из последовательно-параллельного преобразуется в параллельно-последовательное соединение. Первый 3 и третий 9 диодные трехфазные мостовые выпрямители образуют параллельное соединение. При этом диоды первого диодного трехфазного мостового выпрямителя 3 запираются, так как выпрямленное напряжение первого диодного трехфазного мостового выпрямителя 3 будет меньше, чем выпрямленное напряжение третьего диодного трехфазного мостового выпрямителя 9. Ток первого диодного трехфазного мостового выпрямителя 3 снижается до нуля, а третий диодный трехфазный мостовой выпрямитель 9 кратковременно работает с двойной перегрузкой по току. Аналогично вышеописанному в параллельном соединении второго 4 и четвертого 10 диодных трехфазных мостовых выпрямителей диоды второго диодного трехфазного мостового выпрямителя 4 запираются. Ток второго диодного трехфазного мостового выпрямителя 4 снижается до нуля, а четвертый диодный трехфазный мостовой выпрямитель 10 кратковременно работает с двойной перегрузкой по току. Таким образом, в течение кратковременного нарушения электроснабжения по основному вводу электропитания 2 на инвертор напряжения 6 подается выпрямленное двенадцатипульсное напряжение, которое формируется последовательным соединением третьего 9 и четвертого 10 диодных трехфазных мостовых выпрямителей через замкнутый коммутационный аппарат 11, что позволяет сохранить устойчивую работу двигателя переменного тока 7.

При кратковременном нарушении электроснабжения по резервному вводу электропитания 13, аналогично вышеописанному происходит формирование последовательного соединения первого 3 и второго 4 диодных трехфазных мостовых выпрямителей, с которых подается выпрямленное двенадцатипульсное напряжение на инвертор напряжения 6.

После восстановления нормального электроснабжения по одному из вводов электропитания 2 и 13 блок управления 12 подает команду на размыкание коммутационного аппарата 11. Восстанавливается нормальный режим работы высоковольтного преобразователя частоты, при котором на емкостной фильтр 5 подаются первое и второе выпрямленные двенадцатипульсные напряжения, при этом токи диодных трехфазных мостовых выпрямителей 3, 4, 9 и 10 автоматически выравниваются.

Таким образом, заявляемое устройство позволяет повысить надежность высоковольтного преобразователя частоты и тем самым обеспечить бесперебойную работу электропривода ответственных механизмов, как в рабочем, так

и аварийном режимах за счет автоматического выравнивания токов выпрямителей и равномерной их загрузке.

2.8. Преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов (второй вариант исполнения)

Функциональная схема преобразователя частоты (патент РФ на ПМ №139882) [33] представлена на рис. 2.21. Предлагаемое устройство может быть использовано в ответственных электроприводах механизмов непрерывного действия, технологические режимы которых не допускают внеплановых остановок при кратковременных нарушениях электроснабжения.

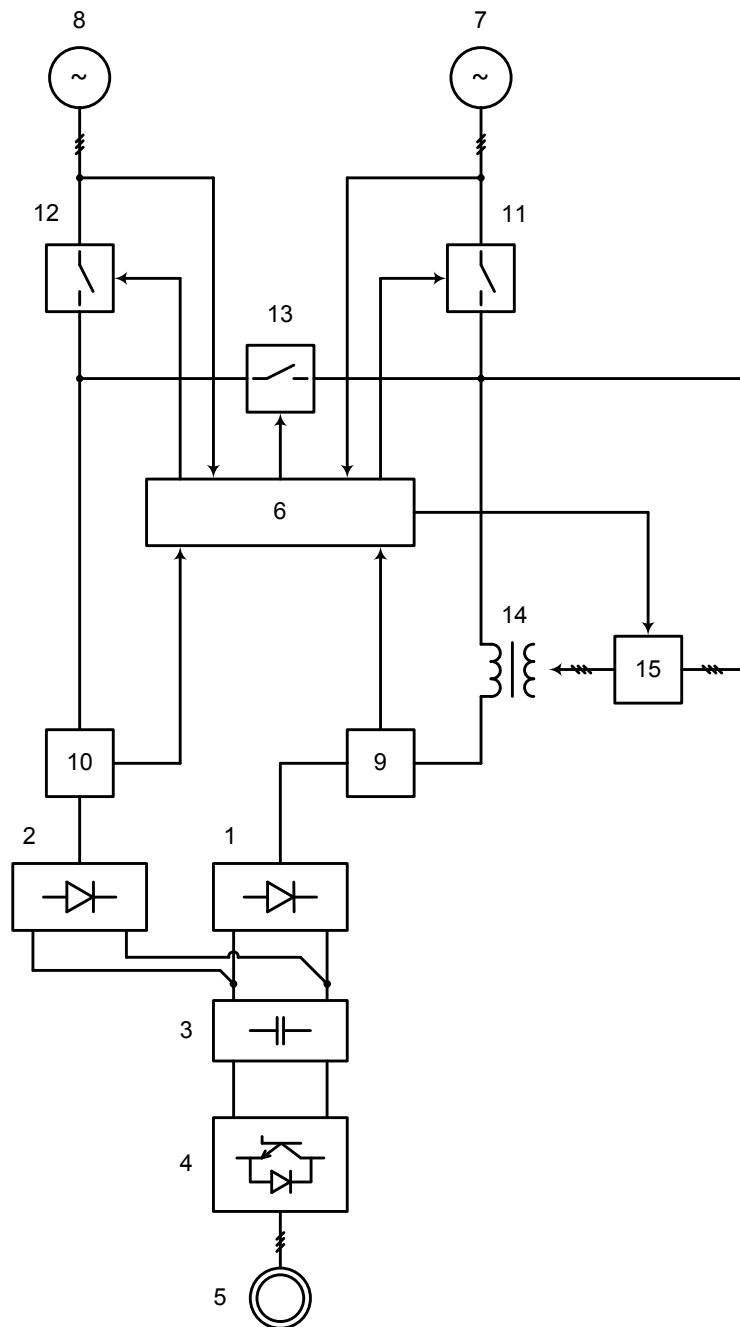
Недостатком известных устройств, например, патент РФ №32333 [53] является низкая надежность бесперебойной работы электропривода при колебаниях напряжения на вводах электропитания или динамическом изменении потребления тока инвертором, что приводит к неконтрольному переключению электропитания преобразователя частоты с одного ввода электропитания на другой. Кроме того, неконтрольное переключение создает проблему для других потребителей подключенных к этим же вводам электропитания, которая проявляется в виде снижения напряжения.

Недостатком другого известного устройства патент РФ №120294 [54] является низкая надежность бесперебойной работы электропривода, обусловленная наличием сложного электронного оборудования в виде статического компенсатора, установленная мощность которого равна мощности преобразователя частоты, что увеличивает ресурсоемкость известного устройства.

Предлагаемое устройство обеспечивает повышение надежности бесперебойной работы электропривода при одновременном снижении ресурсоемкости заявляемого устройства. Технический результат, создаваемый устройством, заключается в возможности одновременного обеспечения электрической энергией двигатель переменного тока от двух выпрямителей, как в рабочем, так и аварийном режиме.

Отличительной особенностью заявляемого технического решения является то, что при наличии напряжения на обоих вводах электропитания или только на одном из вводов, двигатель переменного тока получает электропитание от основного и резервного выпрямителей одновременно, что позволяет снизить их ресурсоемкость. Применение вольтодобавочного трансформатора с регулятором напряжения позволяет осуществлять с высокой точностью автоматическое выравнивание токов по вводам электропитания и одинаковую загрузку основного и резервного выпрямителей, что существенно упрощает построение преобразователя частоты и, следовательно, снижает его ресурсоемкость. Вышеуказан-

занное позволяет обеспечить повышение надежности бесперебойной работы электроприводов ответственных механизмов.



1, 2 – основной и резервный выпрямители, 3 - емкостной фильтр, 4 – инвертор напряжения, 5 – двигатель переменного тока, 6 - блок управления, 7, 8 - основной и резервный источники электропитания, 9, 10 датчики тока, 11, 12, 13 – коммутационные аппараты, 14 - вольтодобавочный трансформатор, 15 - регулятор напряжения,

Рис. 2.21. Функциональная схема преобразователя частоты для электропривода ответственных механизмов

Преобразователь частоты работает следующим образом. При наличии напряжения на обоих вводах электропитания 7 и 8 блок управления 6 подает команду «включить» на управляющие входы первого 11 и второго 12 коммута-

ционных аппаратов и команду «отключить» на управляющий вход третьего коммутационного аппарата 13. С основного ввода электропитания 7 через первый коммутационный аппарат 11, первую обмотку вольтодобавочного трансформатора 14 на вход основного выпрямителя 1 подается напряжение. Аналогично с резервного ввода электропитания 8 через второй коммутационный аппарат 12 подается напряжение на вход резервного выпрямителя 2. При равенстве напряжений по вводам электропитания 7 и 8 инвертор напряжения 4 получает питание одновременно от основного 1 и резервного 2 выпрямителей. Токи через выпрямители 1 и 2 при этом одинаковые, а на первой обмотке вольтодобавочного трансформатора 14 добавочное напряжение отсутствует.

При незначительном снижении напряжения на основном вводе электропитания 7 ток через резервный выпрямитель 2 и второй датчик тока 10 возрастет. Пропорционально разнице сигналов с датчиков тока 9 и 10 на четвертом выходе блока управления 6 формируется сигнал задания добавочного напряжения для регулятора напряжения 15. При этом на первой обмотке вольтодобавочного трансформатора 14 индуцируется такое добавочное напряжение, которое компенсирует снижение напряжения на основном вводе электропитания 7. Таким образом, в условиях нормального электроснабжения при незначительных отклонениях напряжения на вводах электропитания 7 или 8 вольтодобавочный трансформатор 14 и регулятор напряжения 15 обеспечивают выравнивание напряжений на входах основного 1 и резервного 2 выпрямителей и выравнивание токов по вводам электропитания 7 и 8.

В случае снижения напряжения, например, на основном вводе электропитания 7 до заданной минимальной величины блок управления 6 подает команду «отключить» на управляющей вход первого коммутационного аппарата 11 и команду «включить» на управляющей вход третьего коммутационного аппарата 13. Пока происходит переключение коммутационных аппаратов 11 и 13 резервный выпрямитель 2 кратковременно работает с двойной перегрузкой, чтобы сохранить бесперебойную работу двигателя переменного тока 5. После отключения первого 11 и включения третьего 13 коммутационных аппаратов основной выпрямитель 1 получает питание с резервного ввода электропитания 8 через третий коммутационный аппарат 13 и первую обмотку вольтодобавочного трансформатора 14. При этом токи через основной 1 и резервный 2 выпрямители выравниваются, так как создаются общим (резервным) вводом электропитания и будут примерно равны токам, которые существовали до переключения коммутационных аппаратов 11 и 13. Таким образом, в течение всего време-

ни нарушения электроснабжения по основному вводу электропитания 7 инвертор напряжения 4 получает электропитание от резервного ввода электропитания 8, обеспечивая устойчивую работу двигателя переменного тока 5. Подобные процессы происходят в преобразователе частоты при нарушении электроснабжения и по резервному вводу электропитания 8.

После восстановления нормального электроснабжения, блок управления 6 подает команды на управляющие входы коммутационных аппаратов 11, 12, 13 и осуществляет питание инвертора напряжения 4 одновременно от основного 1 и резервного 2 выпрямителей, при этом токи по вводам электропитания 7, 8 и через основной 1 и резервный 2 выпрямители одинаковые.

Таким образом, заявляемое устройство позволяет обеспечить питание инвертора напряжения одновременно от основного и резервного выпрямителей, как в рабочем, так и аварийном режиме, снизить ресурсоемкость выпрямителей в два раза и преобразователя частоты в целом, и тем самым повысить надежность бесперебойной работы частотно-регулируемого электропривода ответственного механизма при колебаниях напряжения на вводах электропитания.

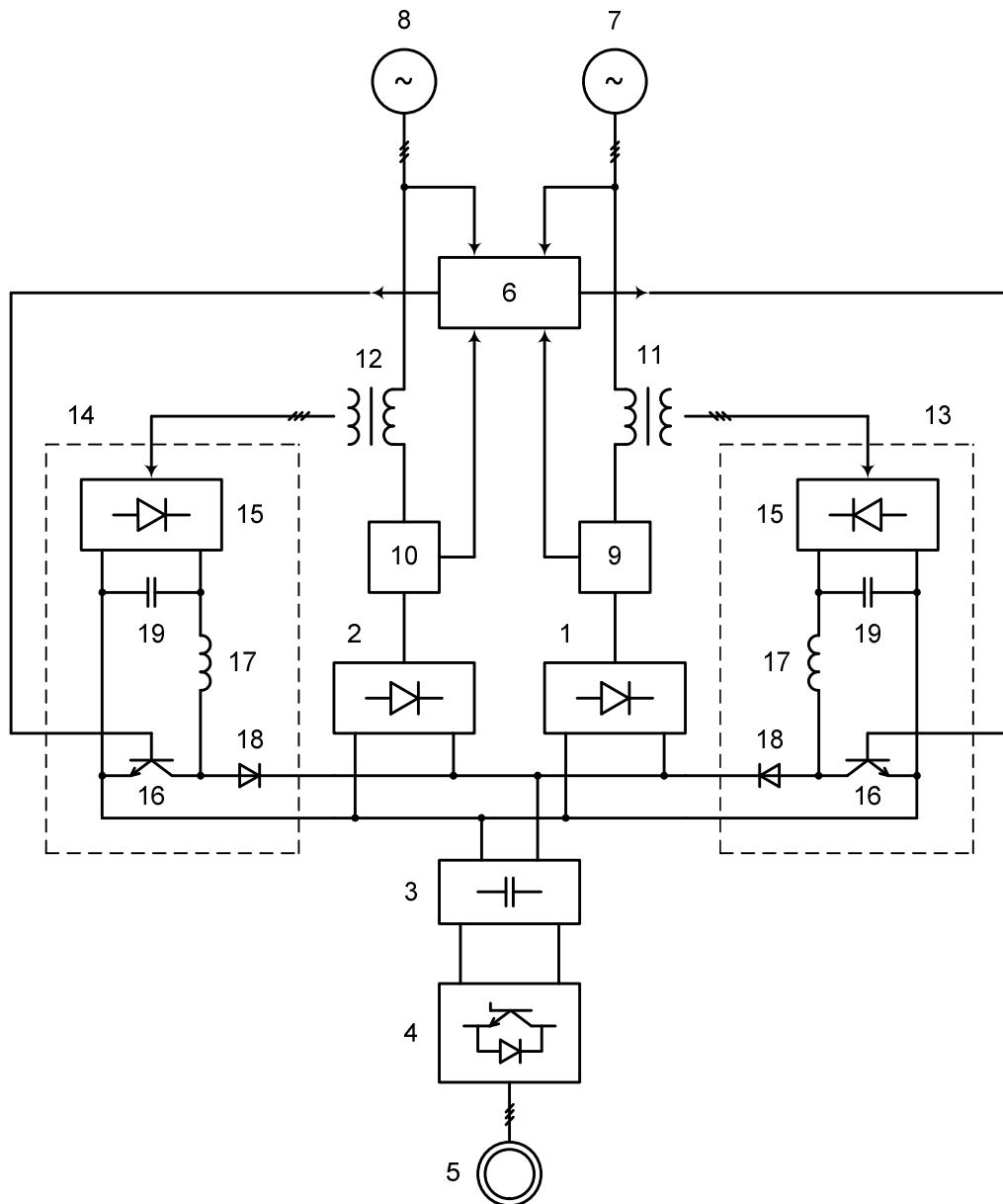
2.9. Преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов (третий вариант исполнения)

Функциональная схема преобразователя частоты (патент РФ на ПМ №139058) [32] представлена на рис. 2.22. Предлагаемое устройство может быть использовано в ответственных электроприводах механизмов непрерывного действия, технологические режимы которых не допускают внеплановых остановок при кратковременных нарушениях электроснабжения.

Недостатком известных устройств, например, патент РФ на ПМ №32333 [53] является низкая надежность бесперебойной работы электропривода при колебаниях напряжения на вводах электропитания или динамическом изменении потребления тока инвертором, что приводит к неконтрольному переключению электропитания преобразователя частоты с одного ввода электропитания на другой. Кроме того, неконтрольное переключение создает проблему для других потребителей подключенных к этим же вводам электропитания, которая проявляется в виде снижения напряжения.

Недостатком другого известного устройства патент РФ на ПМ №120294 [54] является низкая надежность бесперебойной работы электропривода, обусловленная наличием сложного электронного оборудования в виде статическо-

го компенсатора, установленная мощность которого равна мощности преобразователя частоты, что увеличивает ресурсоёмкость известного устройства.



1, 2 – основной и резервный выпрямители, 3 - емкостной фильтр, 4 – инвертор напряжения, 5 – двигатель переменного тока, 6 - блок управления, 7, 8 - основной и резервный источники электропитания, 9, 10 датчики тока, 11, 12 – вольтвычитающие трансформаторы, 13, 14 - преобразователи постоянного тока в постоянный ток, 15 - выпрямитель, 16 – транзисторный ключ, 17 – дроссель, 18 – диод, 19 - емкостной фильтр

Рис. 2.22. Функциональная схема преобразователя частоты для электропривода ответственных механизмов

Предлагаемое устройство обеспечивает повышение надежности бесперебойной работы электропривода при одновременном снижении ресурсоёмкости заявляемого устройства. Технический результат, создаваемый устройством, за-

ключается в выравнивании токов основного и резервного выпрямителей, путем перераспределения передаваемой электрической энергии с основного или резервного вводов электропитания и передачи малой ее части емкостному фильтру преобразователя частоты по параллельным цепям.

Отличительная особенность заявляемого технического решения заключается в выравнивании токов основного и резервного выпрямителей за счет применения вольтвычитающих трансформаторов и преобразователей постоянного тока в постоянный ток. В результате чего осуществляется перераспределение передаваемой электрической энергии с основного или резервного вводов электропитания, и передачи малой ее части с помощью преобразователя постоянного тока в постоянный ток емкостному фильтру преобразователя частоты. Применение вольтвычитающего трансформатора и преобразователя постоянного тока в постоянный ток позволяет осуществить одинаковую загрузку основного и резервного выпрямителей, а также существенно упростить схему построения преобразователя частоты и, следовательно, снизить его ресурсоемкость. Это приводит к повышению надежности бесперебойной работы электропривода ответственных механизмов.

Преобразователь частоты работает следующим образом. Блок управления 6 контролирует величину напряжения основного 7 и резервного 8 вводов электропитания и токи датчиков тока 9, 10 основного 1 и резервного 2 выпрямителей. При колебаниях напряжения на вводах электропитания 7, 8 в условиях нормального электроснабжения или при динамическом изменении потребления тока инвертором напряжения 4 блок управления 6 по сигналам с датчиков тока 9 и 10 подает команду «выравнивание токов» первому 13 и второму 14 преобразователям постоянного тока в постоянный ток. Равенство токов основного 1 и резервного 2 выпрямителей достигается при равенстве напряжений на их входах. Последнее обеспечивается благодаря изменению падения напряжения на первой обмотке первого 11 или второго 12 вольтвычитающих трансформаторов. Рекомендуется поддерживать напряжение на входах выпрямителей 1, 2 равное номинальному напряжению или чуть ниже.

Если напряжение на основном вводе электропитания 7 станет больше, чем напряжение на резервном вводе 8, то напряжение и ток на входе основного выпрямителя 1 также станут больше, чем напряжение и ток на входе резервного выпрямителя 2. В этом случае блок управления 6 формирует на своем первом выходе сигнал управления для первого преобразователя постоянного тока в постоянный ток 13, который увеличивает падение напряжения на первой обмотке первого вольтвычитающего трансформатора 11. В результате напряжение на входе основного выпрямителя 1 снижается до напряжения на входе резервного

выпрямителя 2, т.е. напряжения на входах выпрямителей 1, 2 выравниваются, а, следовательно, выравниваются и токи выпрямителей 1, 2.

Преобразователи постоянного тока в постоянный ток 13 и 14 регулируют падение напряжения на первой обмотке вольтвычитающих трансформаторов 11 и 12 соответственно за счет изменения скважности импульсов сигнала управления транзисторным ключом 16. Указанный сигнал управления формирует блок управления 6. Наличие импульса на управляющем входе транзисторного ключа 16 отпирает последний, а отсутствие импульса – запирает его. При максимальной скважности, когда длительность импульса сигнала управления транзисторным ключом 16 минимальна по отношению к периоду следования этого импульса, выпрямленное напряжение на фильтрующем конденсаторе 19 минимальное, так как оно обусловлено только активным сопротивлением сглаживающего дросселя 17. Напряжение на второй и первой обмотках вольтвычитающих трансформаторов 11 и 12 также минимальное и практически равно нулю. При минимальной скважности, когда длительность импульса сигнала управления транзисторным ключом 16 чуть меньше периода следования этого импульса, выпрямленное напряжение на фильтрующем конденсаторе 19 будет максимальным. В этом случае напряжение на второй обмотке вольтвычитающих трансформаторов 11 и 12 максимальное, падение напряжения на первой обмотке вольтвычитающих трансформаторов 11 и 12 максимальное и может достигать 10% от номинального напряжения на входе основного 1 и резервного 2 выпрямителей соответственно. Таким образом, изменяя скважность импульса сигнала управления транзисторным ключом 16 от максимального до минимального значения, можно регулировать падение напряжения на первой обмотке вольтвычитающих трансформаторов 11 и 12 от минимального значения до максимального значения. При заперении транзисторного ключа 16 диод 18 обеспечивает передачу емкостному фильтру 3 части накопленной электрической энергии в магнитном поле сглаживающего дросселя 17 и электрическом поле фильтрующего конденсатора 18.

В случае снижения напряжения на основном вводе электропитания 7 до заданной минимальной величины блок управления 6 переводит преобразователи постоянного тока в постоянный ток 13 и 14 в аварийный режим. При этом на управляющий вход обоих транзисторных ключей 16 подается сигнал, который удерживает их в открытом состоянии. Падение напряжения на первой обмотке вольтвычитающих трансформаторов 11 и 12 будет минимальное. При этом напряжение на входе резервного выпрямителя 2 станет больше, чем напряжение на входе основного выпрямителя 1, это вызовет запираение вентиля основного выпрямителя 1. Произойдет мгновенный переход на электропитание инвертора напряжения 4 только от резервного ввода электропитания 8. Таким об-

разом, в течение всего времени нарушения электроснабжения по основному вводу электропитания 7 инвертор напряжения 4 получает электропитание от резервного ввода 8, обеспечивая устойчивую работу двигателя переменного тока 5.

В случае снижения напряжения на резервном вводе электропитания 8 до заданной минимальной величины работа заявляемого устройства осуществляется аналогично вышеописанному аварийному режиму.

После восстановления нормального электроснабжения блок управления 6 выдает команду «выравнивание токов» первому 13 и второму 14 преобразователям постоянного тока в постоянный ток и электропитание инвертора напряжения 4 от основного 7 и резервного 8 вводов электропитания осуществляется одновременно.

Выводы

1. Разработана система автоматического управления непрерывным широкополосным станом холодной прокатки. Отличительной особенностью системы является поэтапное восстановление работы электропривода после провала напряжения, благодаря которому значительно снижается вероятность отключения электропривода при выходе из провала.

2. Разработана релейно-векторная система управления активными выпрямителями в составе высоковольтного преобразователя частоты с последовательным соединением первичных обмоток преобразовательных трансформаторов. Отличительной особенностью системы является оригинальная таблица переключений, содержащая базовые вектора, образованные совместным действием последовательно включенных выпрямителей. Определенным образом сформировано 12 коротких, 24 длинных и 36 средних базовых векторов. Присутствие средних векторов привело к разделению диапазона регулирования напряжения на два поддиапазона. При несимметричных провалах напряжения, когда длина сетевого вектора напряжения изменяется с двойной частотой, поддержание симметрии токов осуществляется путем использования базовых векторов напряжения из двух поддиапазонов.

3. Разработано устройство динамического восстановления провалов напряжения. Устройство включается в рассечку между источником питания (сетью) и секцией распределительного устройства, от которого получают питание ответственные электропривода. Устройство позволяет сохранять требуемый уровень напряжения на секции при несимметричных провалах напряжения в сети. Отличительной особенностью предлагаемого устройства, является то, что его применение позволяет при провалах напряжения сохранить нормаль-

ный режим работы электроприводов, не меняя их структуру и законы управления.

4. Разработано несколько способов сохранения устойчивости частотно-регулируемых электроприводов с диодными выпрямителями при провалах напряжения. Применяется питание от двух независимых вводов через два диодных выпрямителя на общее звено постоянного тока. Предложенные схемные решения позволяют выровнять токи выпрямителей при отклонениях напряжений по вводам в нормальных режимах.

5. Согласно первому варианту исполнения на входе каждого выпрямителя установлено вольтвычитающее устройство, причем в активном режиме находится только одно из двух устройств, напряжение ввода которого выше другого. Данный вариант исполнения не требует синхронизации устройства с питающей сетью и реализуется с помощью минимального количества полностью управляемых ключей.

6. Во втором варианте исполнения дополнительное устройство устанавливается только на одном вводе и позволяет регулировать напряжение на входе выпрямителя как в большую, так и в меньшую сторону.

7. Третий вариант исполнения предназначен для высоковольтных преобразователей частоты с двенадцатипульсной схемой выпрямления. Он не требует дополнительных устройств, регулирующих напряжений. Автоматическое выравнивание токов выпрямителей в нормальных режимах работы обеспечивается за счет перекрестного присоединения выпрямительных мостов, образующих последовательно-параллельное соединение. При провале напряжения на одном из вводов выпрямительные мосты переключаются на параллельно-последовательную работу, в результате чего питание будет осуществляться от «здорового» ввода.

3. Теоретические исследования влияния несимметричных провалов напряжения питающей сети на устойчивость электроприводов прокатного стана

С помощью разработанной комплексной модели электропривода, включающей в себя системы векторного управления активным выпрямителем и синхронным двигателем выполним оценку изменения потребляемых токов при несимметричных провалах напряжения.

На полученной модели исследуется работа активного выпрямителя при четырех возмущающих воздействиях:

- наброс нагрузки;
- симметричный трехфазный провал напряжения на 10%;
- несимметричный однофазный провал напряжения на 10%;
- несимметричный двухфазный провал напряжения на 10% и 20% [55].

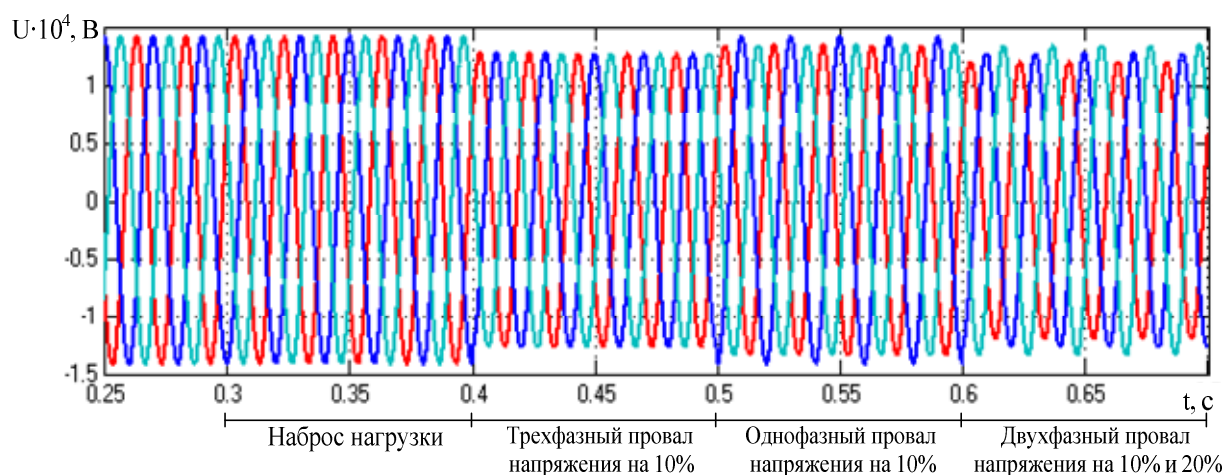


Рис. 3.1 - Кривые мгновенных значений питающего напряжения

Кривая мгновенных значений питающего напряжения на шинах 10 кВ приведена на рис. 3.1. Разложение данного напряжения на симметричные составляющие (рис. 3.2) показывает, что при трехфазном провале напряжения отсутствует составляющая обратной последовательности, в то время как при однофазном коротком замыкании ее величина составляет 3,3 % от номинального напряжения, а при двухфазном – 5,8%.

При неглубоком трехфазном провале напряжения потребляемый ток увеличивается незначительно, на 11 % (рис. 3.3). В то же время при однофазном провале такой же глубины потребление тока в одной из фаз увеличивается почти в 2 раза, а при двухфазном провале напряжения – в 2,5 раза. Столь большое увеличение потребляемого тока обусловлено появлением в нем составляющей обратной последовательности, которая при однофазном провале напряжения приближается по величине к составляющей прямой последовательности, а при двухфазном провале напряжения весьма значительно превосходит ее (рис. 3.4).

Поэтому можно сделать вывод: использование существующей системы управления при возникновении даже относительно малой несимметрии питающего напряжения может привести к срабатыванию токовых защит и аварийному отключению преобразователя.

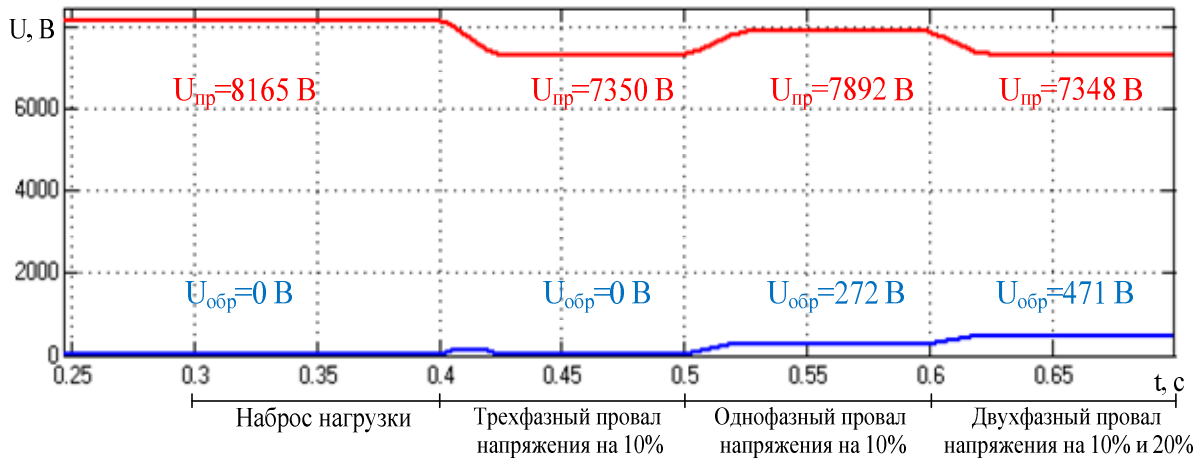


Рис. 3.2 – Амплитуда симметричных составляющих питающего напряжения

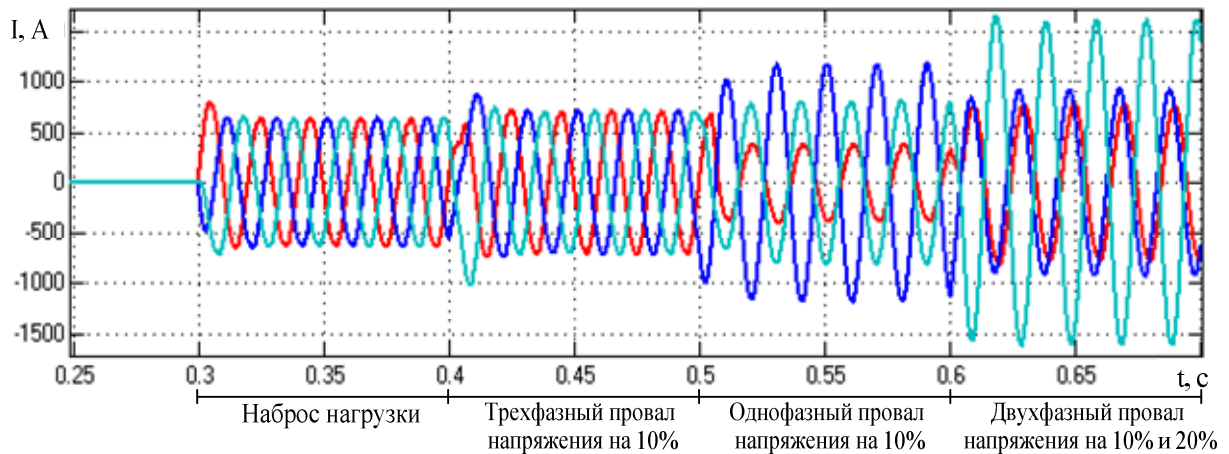


Рис. 3.3 - Кривые мгновенных значений токов в симметричном режиме и при несимметрии (по гладкой составляющей)

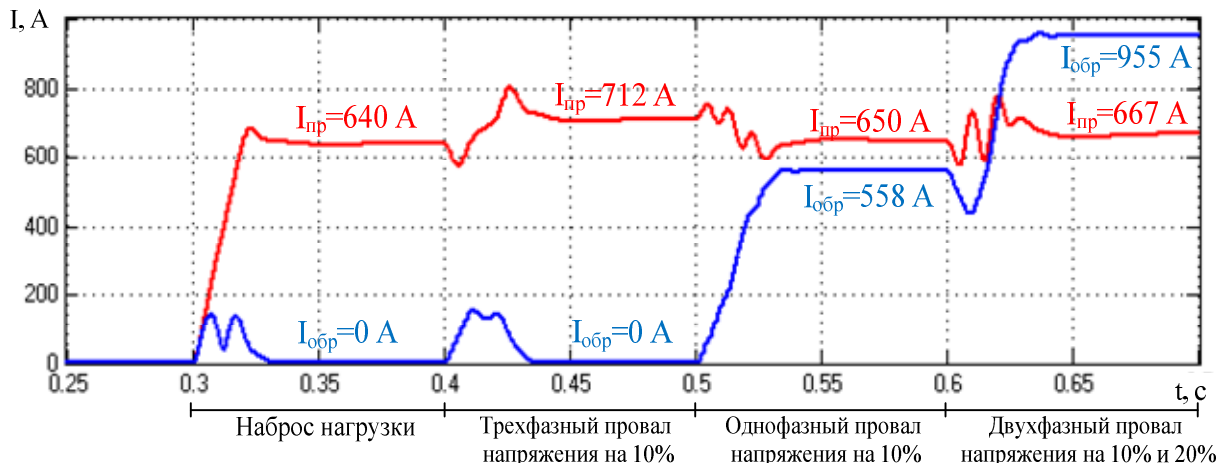


Рис. 3.4 - Амплитуда симметричных составляющих потребляемого тока

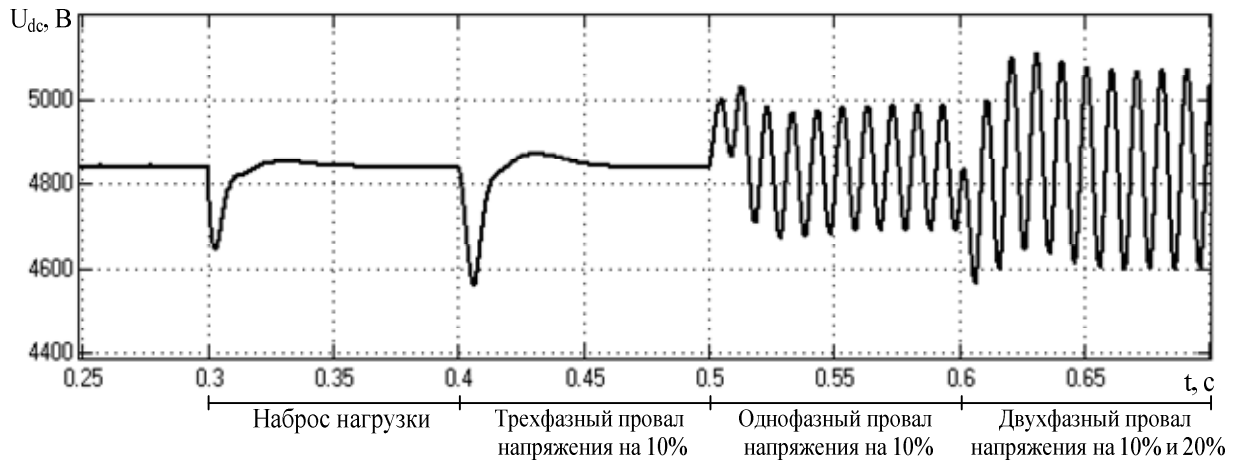


Рис. 3.5 - Напряжение в звене постоянного тока в различных режимах работы

На рис. 3.5, 3.6 приведена работа регуляторов тока и напряжения при тех же четырех возмущающих воздействиях. Как видно, появление несимметрии питающего напряжения оказывает самое неблагоприятное воздействие на сетевые токи и выпрямленное напряжение выпрямителя; это обусловлено действием нескомпенсированной составляющей напряжения обратной последовательности.

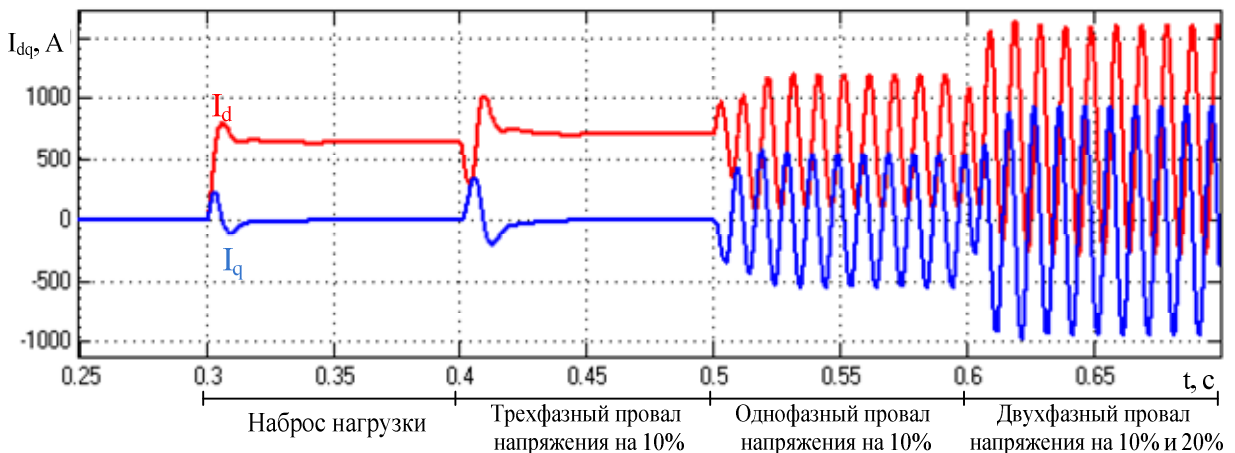


Рис. 3.6 - Ток активного выпрямителя в системе координат dq в различных режимах работы

3.1. Исследования работы активного выпрямителя с усовершенствованной системой векторного управления при провалах напряжения

В усовершенствованной системе управления активным выпрямителем осуществляется предупредительное управление по полному сетевому напряжению (рис. 3.7). В таких системах составляющая напряжения обратной последовательности исключит потребление токов обратной последовательности, а составляющая напряжения прямой последовательности, содержащаяся в сетевом напряжении, будет, кроме того, улучшать работу регуляторов при возмущениях, возникающих в питающем напряжении [56-58]. Для нормальной работы широтно-

импульсного модулятора сетевое напряжение не должно содержать высших гармоник, что обеспечивается с помощью фильтрации напряжения КИХ-фильтром (рис. 3.8) в подвижной системе координат dq_- (вращающейся в обратную сторону по отношению к вектору сети).

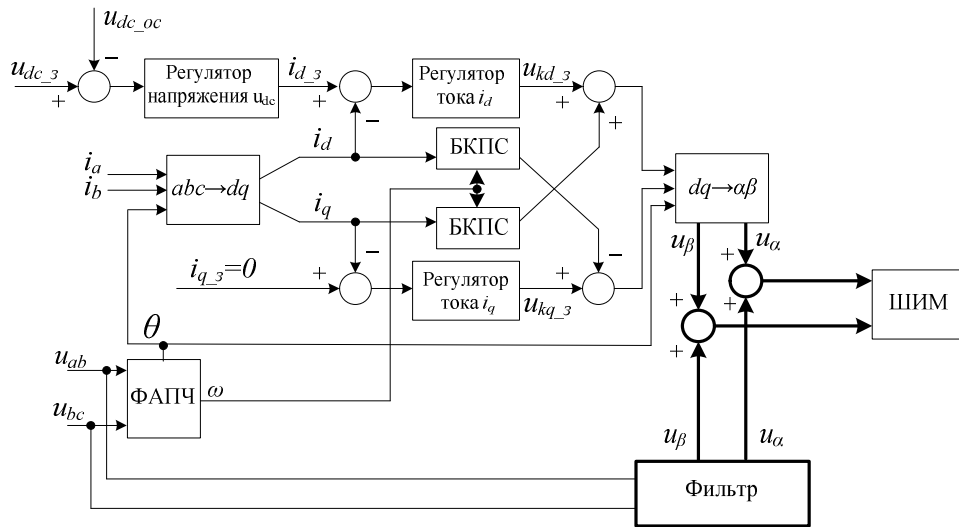


Рис. 3.7 - Структурная схема системы управления активного выпрямителя, с предупредлением по сетевому напряжению

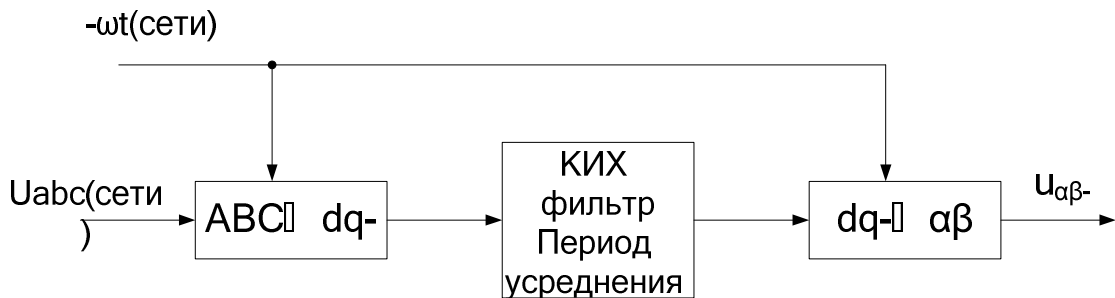


Рис. 3.8 – Структурная схема фильтра в системе координат обратной последовательности

Рассмотрим работу предложенной системы управления для следующих сочетаний несимметричных провалов напряжения, вероятность которых наибольшая:

- а. провал в фазе А на 10%;
- б. провал в фазе А на 20%;
- в. провал в фазе А на 30%;
- г. провал в фазе А на 10%, в фазе В на 20%;
- д. провал в фазе А на 15%, в фазе В на 30%;
- е. провал в фазе А на 20%, в фазе В на 45%;

Для оценки эффективности работы системы управления при возникновении несимметричных провалов различной глубины были поставлены следующие требования:

1. Коэффициент модуляции в несимметричных режимах не должен быть менее предельного значения для используемого метода ШИМ, равного 0,45.
2. Бросок тока при появлении несимметрии напряжения не должен превышать $1,9 I_{ном}$.
3. Максимальное значение тока в установившемся режиме при несимметричных провалах напряжения не должно превышать $1,5 I_{ном}$.
4. Величина колебаний двойной частоты напряжения в звене постоянного тока, обусловленная нескомпенсированными токами обратной последовательности, не должна превышать 5% номинальной величины.

Результаты моделирования приведены на рис. 3.9-3.11. Осциллограммы, обозначенные буквами а), б) ...е), соответствуют шести сочетаниям, определенным в начале раздела.

Из рис. 3.9 видим, что для всех исследуемых провалов напряжения бросок тока в переходных процессах не превышает 1000 А, что по отношению к номинальному току симметричного режима составляет $1,56 I_{ном}$. Разница потребляемых токов по фазам в несимметричном режиме (таблица 4.3) не превышает 2,5%, а величина потребляемого тока при самом глубоком провале составляет $1,29 I_{ном}$, что находится в допустимых пределах.

Ввиду неполной компенсации токов обратной последовательности в звене постоянного тока возникают колебания напряжения. Для нормальной работы АИН величина этих колебаний не должна превышать 5% от U_{dc} . В случае превышения допустимого порога происходит аварийное отключение всего преобразователя. Для всех исследуемых несимметричных провалов напряжения величина колебаний находится в допустимых пределах и не превышает 2,5% (рис. 3.10).

Использование усовершенствованной системы управления приводит к тому, что величина коэффициента модуляции активного выпрямителя при несимметричных провалах напряжения снижается. Кроме того, в задании на коэффициент модуляции появляются колебания двойной частоты. Поэтому для нормальной работы активного выпрямителя минимальное значение коэффициента модуляции не должно опускаться ниже граничного значения, в нашем случае нижняя граница составляет 0,45. Проведенные исследования показали, что наименьшее значение коэффициента модуляции активного выпрямителя при самой неблагоприятной ситуации составляет 0,48 (рис. 3.11), т.е. все три условия, сформулированные ранее, полностью выполняются.

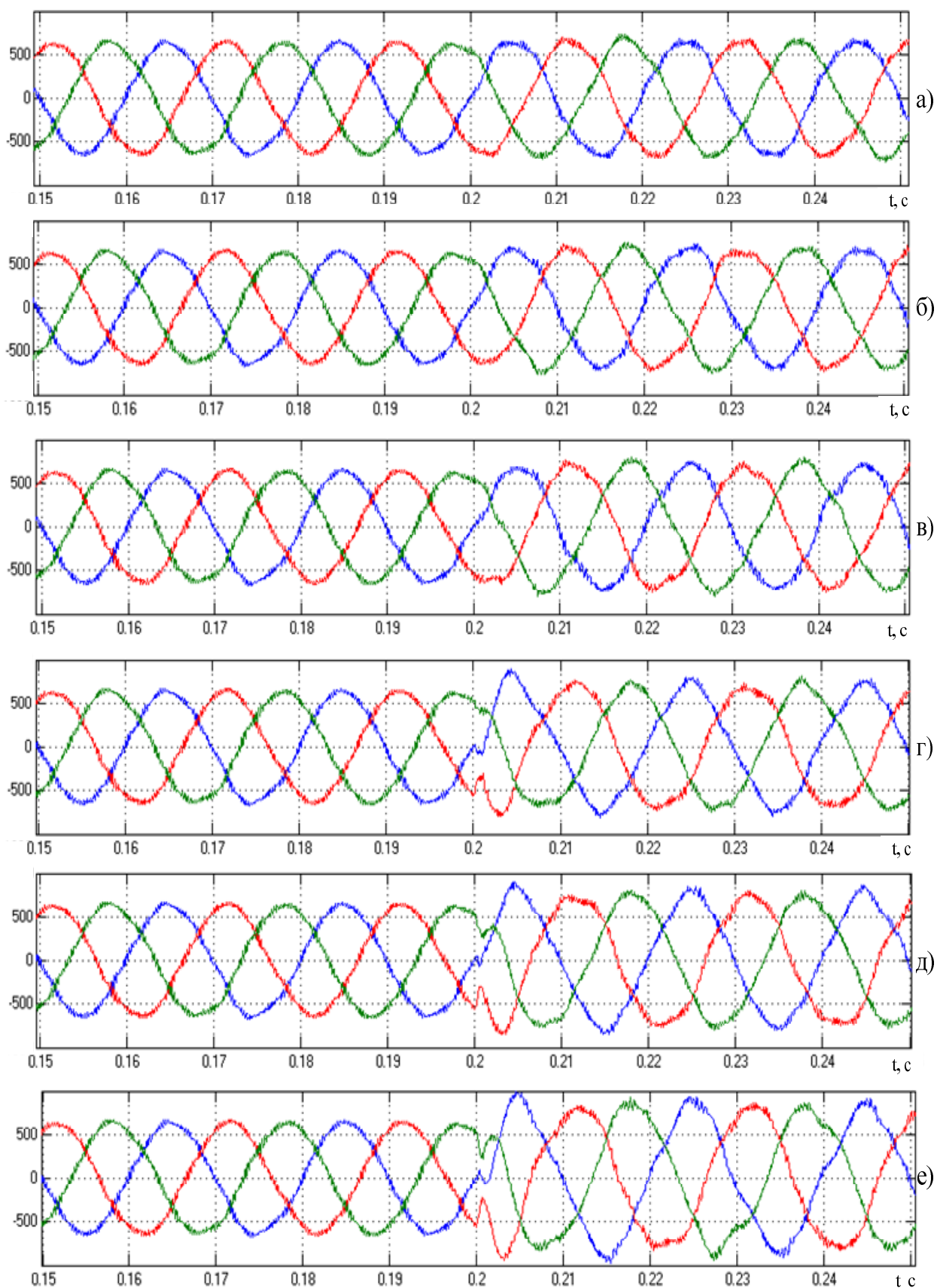


Рис. 3.9 - Кривые мгновенных значений потребляемого тока при различных вариантах несимметрии питающей сети

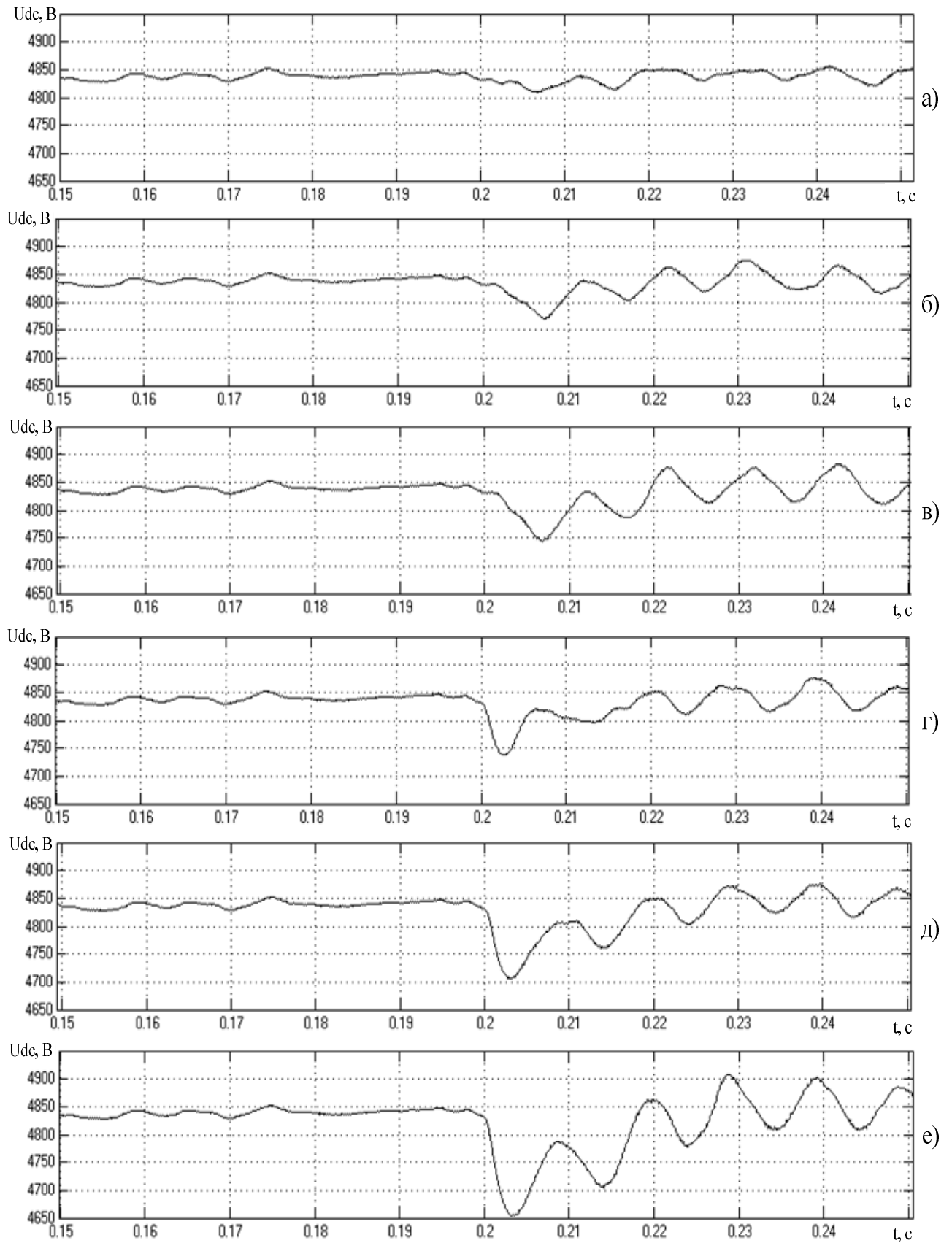


Рис. 3.10 - Кривые мгновенных значений напряжений в звене постоянного тока при различных вариантах несимметрии питающей сети

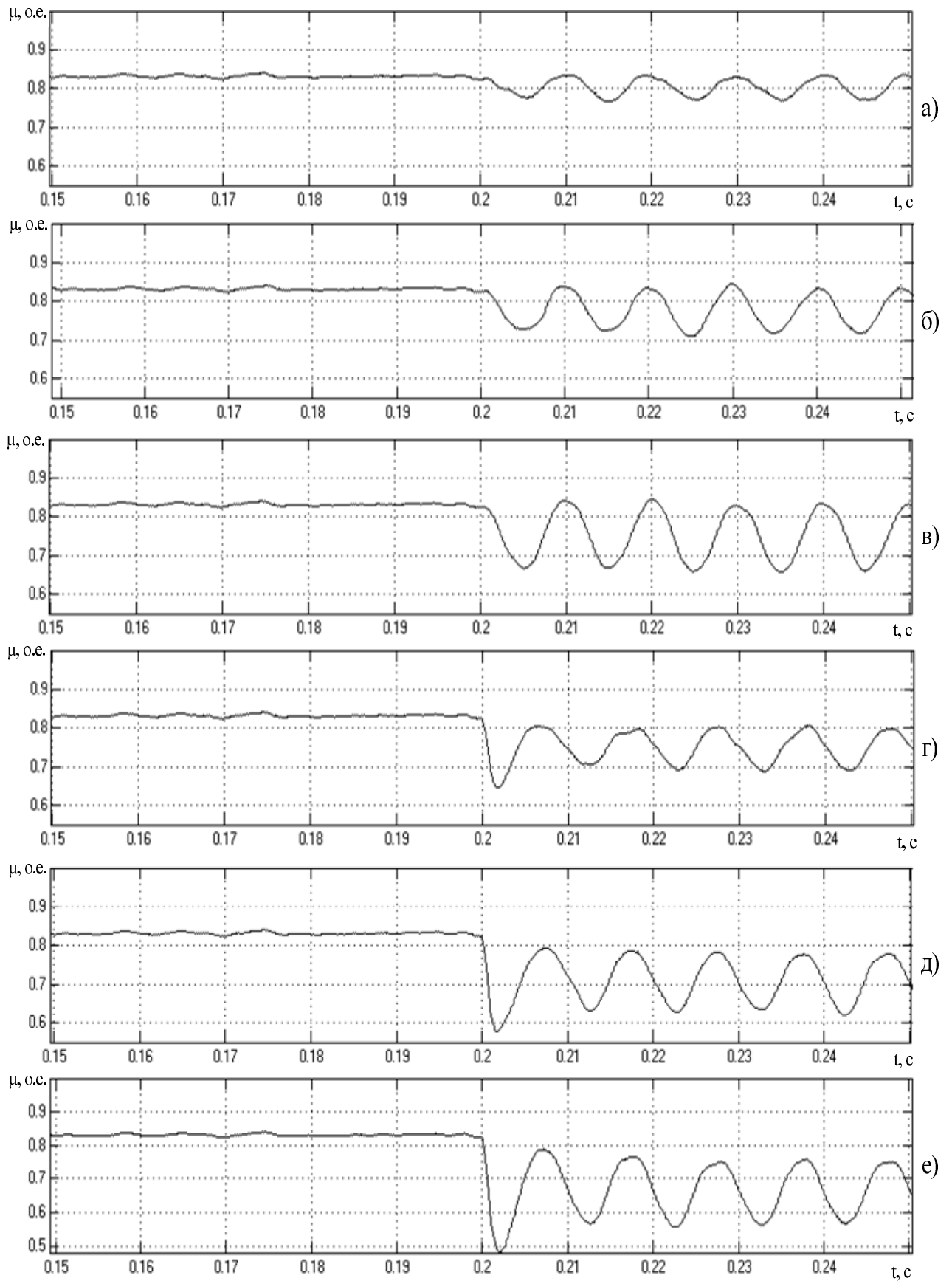


Рис. 3.11 - Кривые мгновенных значений коэффициента модуляции при различных вариантах несимметрии питающей сети

3.2. Исследования работы активного выпрямителя с системой релейно-векторного управления при провалах напряжения

Выше был рассмотрен вариант построения системы управления активным выпрямителем на основе векторного закона регулирования с ШИМ. Альтернативным вариантом является система с релейно-векторным законом регулирования, разработанная в рамках настоящего годового этапа, описание которой представлено в параграфе 2.2. Ниже приведены результаты исследования работы активного выпрямителя с релейно-векторным регулированием [59-61].

На рис. 3.12, рис. 3.13 приведены осциллограммы, поясняющие работу устройства управления (рис. 2.2) трехфазными трехуровневыми активными выпрямителями напряжения 26 (рис. 2.3) высоковольтного преобразователя частоты 6 (рис. 2.2).

Осциллограммы получены в результате моделирования в программной среде Matlab/Simulink и дают наглядное представление о работе релейно-векторного управления указанными выпрямителями при кратковременных несимметричных провалах напряжения сети. В качестве объекта управления принят частотно-регулируемый синхронный электропривод клетки непрерывного прокатного стана. Здесь: а – мгновенные значения фазных напряжения источника питания 2; б – мгновенные значения фазных токи источника питания 2; в – заданное $I_{d\text{зад}} = 1250$ А и текущее i_d значения активной составляющей тока источника питания 2; г – заданное $I_{q\text{зад}} = I_{sq} = 0$ А и текущее i_q значения реактивной составляющей тока источника питания 2; д – команда u_3 для активных выпрямителей 26 на увеличение или уменьшение текущего активного тока i_d источника питания 2 в 1-ом или 2-ом диапазонах регулирования; е – команда u_0 для активных выпрямителей 26 на увеличение или уменьшение текущего реактивного тока i_q источника питания 2 в 1-ом или 2-ом диапазонах регулирования; ж – выбранный базовый вектор напряжения для эффективного управления активным выпрямителем напряжения 26 первого преобразователя частоты 24, который сформирован на первом выходе блока 18; и – выбранный базовый вектор напряжения для эффективного управления активным выпрямителем напряжения 26 второго преобразователя частоты 25, который сформирован на первом выходе блока 19.

На осциллограммах (рис. 3.12, рис. 3.13), которые отображают пять периодов сетевого напряжения от 0 до 0,1 с можно выделить три временных интервала.

Первый временной интервал $0 \leq t < 0,025$ с, когда напряжение сети симметричное, а заданное значение активной составляющей тока источника питания 2 равно нулю ($I_{d\text{зад}} = 0$ А).

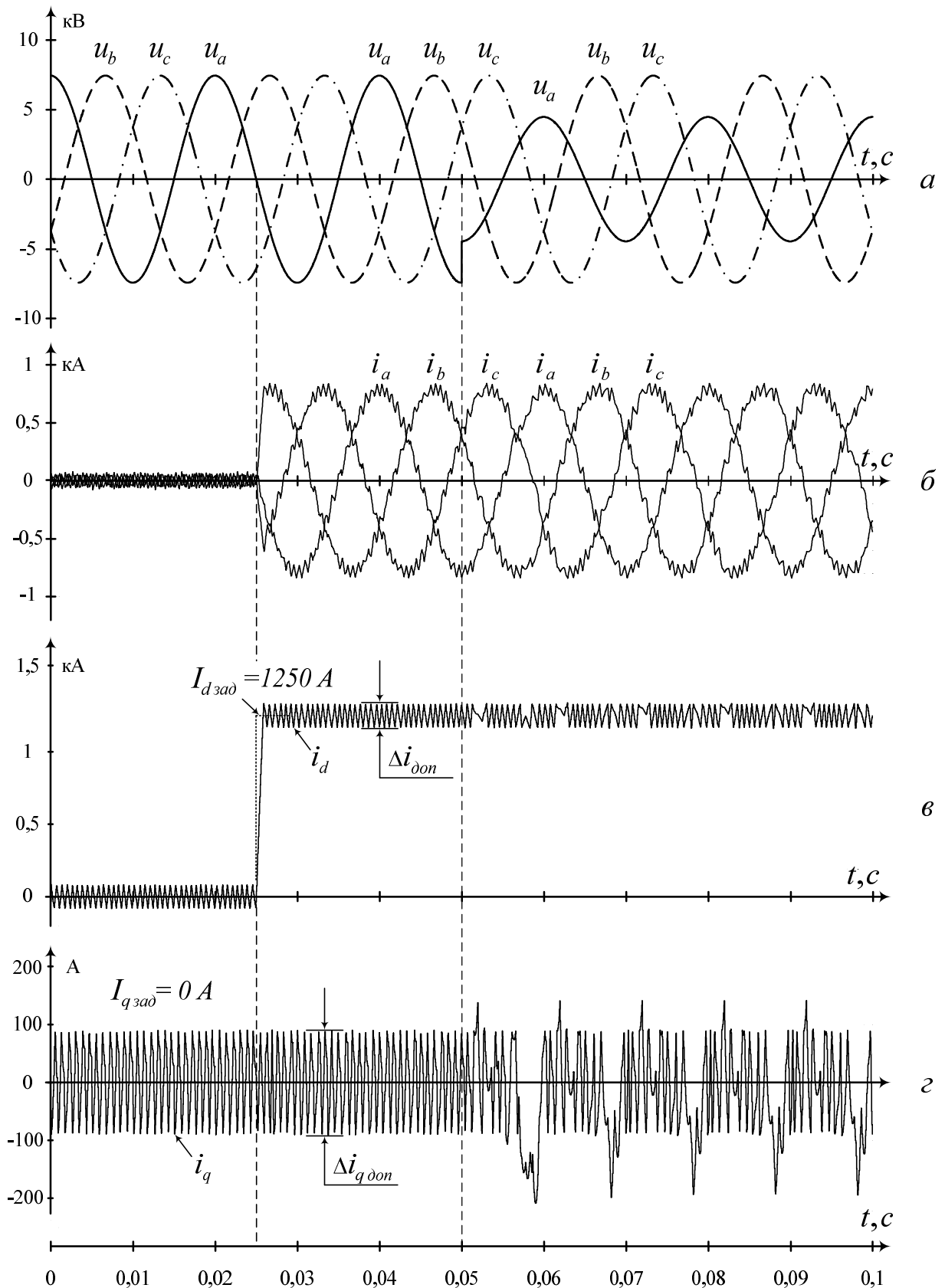


Рис. 3.12. Осциллограммы изменения отдельных координат устройства управления высоковольтным преобразователем частоты за пять периодов питающего напряжения (а...г), полученные на основании математической модели в программной среде Matlab Simulink

Второй временной интервал $0,025 \leq t < 0,05$ с, когда напряжение сети симметричное, а заданное значение активной составляющей тока источника питания 2 равно $I_{dзад} = 1250$ А.

Третий временной интервал $0,05 \leq t < 0,1$ с, когда напряжение сети несимметричное, а заданное значение активной составляющей тока источника питания 2 равно $I_{dзад} = 1250$ А.

Заметим, что во всех трех временных интервалах работала система управления высоковольтным преобразователем частоты 11 (рис. 2.2.), которая фактически должна была включиться только на третьем временном интервале, при кратковременных несимметричных провалах напряжения сети.

На рис. 3.12,а в момент времени $t = 0,05$ с в фазе *A* произошел провал напряжения на 40 %, при этом в фазах *B* и *C* напряжения номинальные $U = 6000$ кВ.

На рис. 3.12,б на первом временном интервале $0 \leq t < 0,025$ с значения фазных токов источника питания 2 равны нулю, так как $I_{dзад} = 0$ А. При этом отклонение мгновенных фазных значений токов источника питания 2 достигает 85 А, что обусловлено работой релейных регуляторов активного 14 и реактивного 15 токов.

На рис. 3.12,б на втором временном интервале $0,025 \leq t < 0,05$ с и на третьем временном интервале $0,05 \leq t < 0,1$ с действующие значения фазных токов источника питания 2 равны номинальным значениям 600 А, при $I_{dзад} = 1250$ А. Наличие отклонений тока (высокочастотных колебаний тока) на фоне основных гармоник фазных токов источника питания 2 достигает 85 А, что обусловлено работой релейных регуляторов активного 14 и реактивного 15 токов. При этом коэффициент несинусоидальности токов на втором и третьем временных интервалах не превышает соответственно 5 % и 10 %, что является допустимым значением.

Отметим, что в момент времени $t = 0,025$ с ток задания $I_{dзад}$ изменился скачком от 0 А до 1250 А, при этом время переходного процесса изменения мгновенных значений фазных токов источника питания 2 составляет $t = 0,0025$ с (рис. 3.12,б). Такое высокое быстродействие заявляемой системы управления высоковольтным преобразователем частоты свидетельствует о его достоинстве.

Ранее было указано, что в момент времени $t = 0,05$ с произошел провал напряжения в фазе *A* на 40 %, при этом осциллограммы фазных токов источника питания 2 (рис. 3.12,б) на третьем и втором временных интервалах практически одинаковы. Заявляемая система управления высоковольтным преобразователем частоты отработала указанный провал напряжения практически мгновенно.

но, о чем свидетельствуют осциллограммы токов, на которых отсутствуют заметные провалы или всплески токов после момента времени $t = 0,05$ с. Указанное поведение токов подтверждает высокую надежность и высокое быстродействие заявляемой системы управления высоковольтным преобразователем частоты.

На рис. 3.12,в приведены осциллограмма заданного $I_{dзад}$ и текущего i_d значения активной составляющей тока и источника питания 2. Ранее было указано, что указанные токи подаются на второй и первый входы релейного регулятора активного тока 14 (рис. 2.2.). На первом временном интервале $0 \leq t < 0,025$ с ток $I_{dзад} = 0$ А, а мгновенное значение текущего тока изменяется в диапазоне $-85 \text{ А} \leq i_d \leq 85 \text{ А}$, так как работает система управления 11. На втором и третьем временных интервалах $0,25 \leq t < 0,1$ с ток $I_{dзад} = 1250$ А, а мгновенное значение текущего тока изменяется в диапазоне $1165 \text{ А} \leq i_d \leq 1335 \text{ А}$. При этом на первом и втором временных интервалах, когда напряжение сети симметричное, динамика изменения активного тока i_d относительно тока $I_{dзад}$ имеет практически линейный характер (рис. 3.12,в) в рамках ширины зоны гистерезиса релейного регулятора 14, а период высокочастотных колебаний тока i_d относительно тока $I_{dзад}$ остается практически постоянным.

На третьем временном интервале, когда напряжение сети несимметричное динамика изменения активного тока i_d относительно тока $I_{dзад}$ имеет интервалы времени с линейным характером, а также интервалы времени с нелинейным характером. Интервалы времени с линейным характером имеют место, когда напряжение сети U_s (см. точки овала на рис. 2.6) находится за пределами зоны перехода из первого диапазона регулирования во второй диапазон регулирования и наоборот. Ранее об особенностях указанного интервала времени упоминалось, что при этом влияние слагаемого ωLI_{sq} в уравнение (2.1) не проявлялось. Период колебаний высокочастотной составляющей тока i_d относительно тока $I_{dзад}$ для указанного интервала времени (рис. 3.12,в) остается практически постоянным.

Интервалы времени с нелинейным характером имеют место, когда напряжение сети U_s (см. точки овала на рис. 2.6) находится в зоне перехода из первого диапазона регулирования во второй диапазон регулирования и наоборот. Ранее об особенностях указанного интервала времени тоже отмечалось, при этом ощутимое влияние в уравнении (2.1) оказывает слагаемое ωLI_{sq} . Период колебаний высокочастотной составляющей тока i_d относительно тока $I_{dзад}$ для указанного интервала времени (рис. 3.12,в) не остается постоянным.

На рис. 3.12,г приведена осциллограмма текущего значения реактивной составляющей тока i_q источника питания 2. Напомним, заданное значение ре-

активной составляющей тока источника питания 2 должно быть равно нулю $I_{q \text{ зад}} = I_{sq} \approx 0$. Ранее было указано, что указанные токи подаются на первый и второй входы релейного регулятора реактивного тока 15 (рис. 2.2.). На первом и втором временных интервалах $0 \leq t < 0,05 \text{ с}$ мгновенное значение текущего тока i_q изменяется в диапазоне $-85 \text{ А} \leq i_q \leq 85 \text{ А}$, так как работает система управления 11 (рис. 2.2.). При этом на первом и втором временных интервалах, когда напряжение сети симметричное, динамика изменения реактивного тока i_q относительно тока $I_{sq} \approx 0$ имеет практически линейный характер (рис. 3.12,г), а период колебаний тока i_q остается практически постоянным.

На третьем временном интервале $0,5 \leq t < 0,1 \text{ с}$ мгновенное значение тока i_q , также должно изменяться в диапазоне: $-85 \text{ А} \leq i_q \leq 85 \text{ А}$ (рис. 3.12,г). Однако, вследствие существенного влияния слагаемого $\omega L I_{sd}$ в уравнение (2.2), текущее значение реактивной составляющей тока i_q источника питания 2 в отдельные моменты времени выход за граничные значения, достигая -200 А и $+140 \text{ А}$, т.е. превышает в 2,4 и 1,6 раз граничные значения. Ранее о влиянии слагаемого $\omega L I_{sd}$ уже упоминалось. Указанные нарушения граничных значений токов в релейном регуляторе реактивного тока 15 происходят соответственно при переходе из второго диапазона регулирования в первый диапазон регулирования и наоборот. В процессе работы заявляемого устройства длительность во времени указанных нарушений граничных значений токов i_q составляет около 20 %. Учитывая, что доля составляющей тока i_q в сетевом токе I_s источника питания 2 незначительная, не более 16 %, то в мгновенных значениях фазных токов указанные нарушения существенно не проявляются. Полученный вывод подтверждается осциллограммами токов на рис. 3.12,б, где явно отсутствуют существенные провалы или всплески токов. Однако коэффициент несинусоидальности токов на третьем временном интервале увеличивается до 10 %, что является допустимым значением, при этом на втором временном интервале указанный коэффициент составлял 5 %.

На рис. 3.13,д приведена осциллограмма, которая отображает команду, сформированную на выходе трехпозиционного релейного регулятора 14: $u_3 = 2$ - «выбрать вектор из группы длинных векторов»; $u_3 = 1$ - «выбрать вектор из группы средних векторов»; $u_3 = 0$ - «выбрать вектор из группы коротких векторов». Ранее было указано, что эти команды подаются на первый вход блока 16 (рис. 2.2).

На первом и втором временных интервалах $0 \leq t < 0,05 \text{ с}$, когда напряжение сети симметричное, выбираются длинные и средние вектора, т.е. регулирование мгновенных входных напряжений активных выпрямителей 26 первого

24 и второго 25 преобразователей частоты (в пределах от 0,75 до 1,0 их номинальных значений) осуществляется во 2-ом диапазоне регулирования.

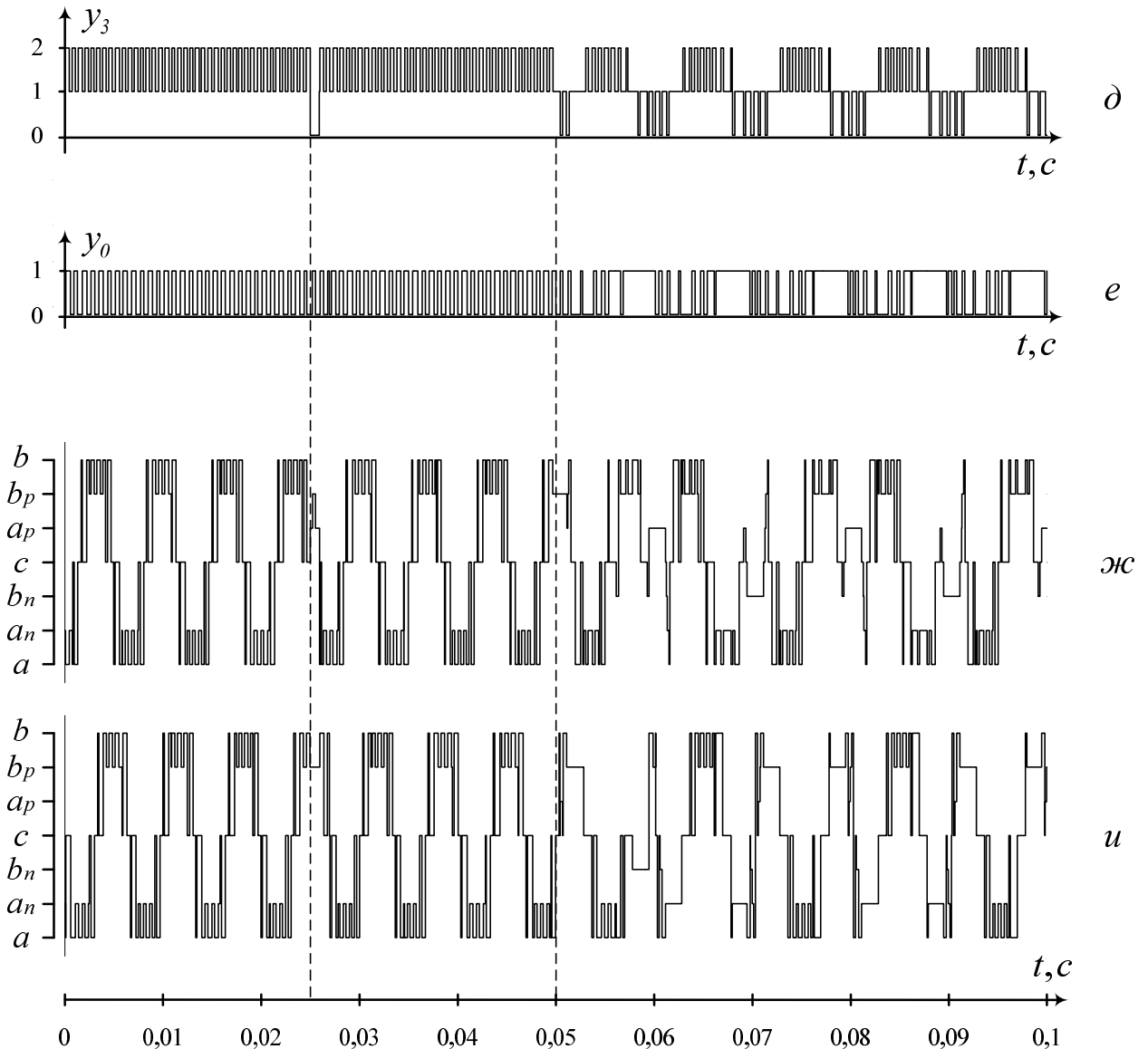


Рис. 3.13. Осциллограммы изменения отдельных координат устройства управления высоковольтным преобразователем частоты за пять периодов питающего напряжения (д...и), полученные на основании математической модели в программной среде Matlab Simulink

Исключение составляет интервал времени $0,025 \leq t < 0,0275$ с, когда выбирается короткий вектор, чтобы отработать скачкообразное изменение заданного значения активного тока от 0 А до 1250 А. При этом фазные токи источника питания 2 за время переходного процесса $t = 0,0025$ с (рис. 3.12,б) достигают установившихся значений.

На третьем временном интервале $0,5 \leq t < 0,1 \text{ с}$, когда напряжение сети несимметричное, на осциллограмме (рис. 3.13,д) имеют место временные интервалы, когда группа из длинных и средних векторов (2-ой диапазон регулирования) меняется на группу из средних и коротких векторов (1-ый диапазон регулирования) и наоборот. Ранее об этом было подробно описано, когда пояснялась работа трехпозиционного релейного регулятора активного тока 14 (рис. 2.8).

Анализ осциллограммы на рис. 3.13,д показывает, что при провале напряжения в фазе A на 40 % в предлагаемом устройстве было выбрано 8 длинных, 8 средних векторов и 5 коротких, 5 средних векторов за полупериод напряжения сети, чтобы обеспечить заданное значение активной составляющей тока источника питания 2. При этом продолжительности удержания выбранных векторов не одинаковы, особенно при приближении к границе смены диапазонов регулирования, о чем ранее упоминалось.

На рис. 3.13,е приведена осциллограмма, которая отображает какая команда сформирована на выходе двухпозиционного релейного регулятора 15 (рис. 2.2): $y_0 = 1$ - «увеличить текущее значение реактивного тока $i_q \uparrow$ источника питания 2», (рис. 2.8,в) $y_0 = 0$ - «уменьшить текущее значение реактивного тока $i_q \downarrow$ источника питания 2». Ранее было указано, что эти команды подаются на второй вход блока 16 (рис. 2.2).

На первом и втором временных интервалах $0 \leq t < 0,05 \text{ с}$, когда напряжение сети симметричное, продолжительности удержания выбранной команды $y_0 = 1$ или $y_0 = 0$ существенно не меняются. Однако анализ осциллограммы на рис. 3.13,е показывает, что при ранее указанном провале напряжения (40 %) продолжительность удержания выбранной команды $y_0 = 1$ или $y_0 = 0$ существенно зависит от углового положения вектора напряжения сети U_s на третьей плоскости (см. овал на рис. 2.6).

В зоне смены 1-го диапазона регулирования на 2-ой диапазон регулирования преобладает длительность команды $y_0 = 0$ - «уменьшить текущее значение реактивного тока $i_q \downarrow$ источника питания 2» (рис. 3.13,е). Ранее упоминалось, что команда $y_0 = 0$ выбрана, чтобы удержать текущее значение реактивного тока i_q источника питания 2 в заданных границах регулирования, вследствие заметного влияния слагаемого $\omega L I_{sd}$ в уравнении (2.2).

В зоне смены 2-го диапазона регулирования на 1-ый диапазон регулирования существенно преобладает длительность команды $y_0 = 1$ - «увеличить текущее значение реактивного тока $i_q \uparrow$ источника питания 2». Ранее упоминалось, что команда $y_0 = 1$ выбрана, чтобы удержать текущее значение реактив-

ного тока i_q источника питания 2 в заданных границах регулирования, вследствие заметного влияния слагаемого $\omega L I_{sd}$ в уравнении (2.2).

На рис. 3.13,ж приведена осциллограмма, которая указывает выбранный базовый вектор напряжения для эффективного управления активным выпрямителем напряжения 26 в первом преобразователе частоты 24, который сформирован на первом выходе блока 18.

Ранее было указано, что на втором выходе блока 18 (рис. 2.2) выбранные базовые вектора напряжений осуществляют формирование управляющих сигналов ключами активного выпрямителя 26 первого преобразователя частоты 24.

На рис. 3.13,и приведена осциллограмма, которая указывает выбранный базовый вектор напряжения для эффективного управления активным выпрямителем напряжения 26 во втором преобразователе частоты 25, который сформирован на первом выходе блока 19.

Ранее было указано, что на втором выходе блока 19 (рис. 2.2) выбранные базовые вектора напряжений осуществляют формирование управляющих сигналов ключами активного выпрямителя 26 второго преобразователя частоты 25.

Выводы

1. В частотно-регулируемых электроприводах с преобразователями частоты, построенными по двухзвенной схеме «активный выпрямитель – автономный инвертор», каждое звено выполняет свою задачу: выпрямитель стабилизирует напряжение в звене постоянного тока, а инвертор регулирует основные координаты двигателя – скорость и электромагнитный момент.

2. Провалы напряжения питающей сети повлияют на режимы работы синхронного двигателя только в случае, когда на время провала выпрямитель переводится в диодный режим работы и значительно снижается напряжение в звене постоянного тока. Разработанные способы управления активным выпрямителем призваны сохранить широтно-импульсный режим его работы и обеспечить напряжение в звене постоянного тока на заданном уровне, в результате чего указанные возмущения практически не оказывают влияния на работу двигателя.

3. Проведенные теоретические исследования усовершенствованной системы векторного управления активным выпрямителем с предупреждением по полному сетевому напряжению показали, что при несимметричных провалах напряжения с глубиной до 45% и коэффициентом обратной последовательности до 12% обеспечиваются требуемые показатели регулирования: бросок тока не превышает 45%, размах колебаний напряжения в звене постоянного тока не превышает 2,5%, коэффициент модуляции не снижается ниже 0,45. Таким обра-

зом, предложенный способ регулирования значительно повышает устойчивость электропривода.

4. В результате проведенных исследований альтернативного варианта разработанной системы управления активным выпрямителем с релейно-векторным законом регулирования установлено, что для активного тока динамические отклонения в момент провала не превышают значений ширины петли гистерезиса регулятора тока, а для реактивного тока наблюдаются выбросы соизмеримые с шириной указанной петли, которая составляет порядка 8-10%. Таким образом, динамическая точность регулирования тока в данном варианте значительно выше, чем в предыдущем, но этот способ несколько уступает по показателю гармонического состава тока и поэтому рекомендуется для непродолжительных режимов работы – отработки провалов напряжения.

4. Развитие результатов научных исследований применительно к подобным агрегатам прокатного производства с непрерывным технологическим циклом

Дадим краткую характеристику агрегатов прокатного производства с непрерывным технологическим циклом. В первую очередь, это непрерывные станы горячей и холодной прокатки. Непрерывный стан горячей прокатки содержит черновую и чистовую группы клетей не связанных между собой прокатываемым металлом. Черновая группа клетей, как правило, содержит непрерывную подгруппу (две или три клетки) в которой происходит одновременная прокатка металла и, тем самым, электропривода этих клетей оказываются взаимосвязанными через полосу. Чистовая группа стана горячей прокатки содержит значительно большее число клетей (шесть или семь), прокатка полосы, в которых, всегда происходит одновременно.

Режимы работы станов горячей и холодной прокатки имеют схожие и отличающиеся особенности. После того, как полоса заправлена во все клетки, и стан выведен на рабочую скорость, режимы работы этих станов совпадает. Отличия заключаются в способе заправки и выхода полосы из стана. На стане горячей прокатки происходит последовательный захват движущейся полосы валками последовательно расположенных клетей. Это очень динамичный процесс, сопровождающийся снижением скорости валков и ударным приложением тока электропривода. Цикл прокатки одного рулона на таком стане составляет 1-1,5 мин, после чего происходит захват очередной полосы. Пауза между циклами 5-6 сек, таким образом, за один час происходит 40-50 динамических режимов, вызываемых захватом полосы каждой клетью.

Современные непрерывные станы холодной прокатки состоят из пяти клетей и комплектуются входными накопителями полосы, которые обеспечивают практически постоянную скорость прокатки полосы при смене рулонов на разматывателях. Накопитель полосы обеспечивает так называемый режим «бесконечной прокатки», который предполагает, что полосу заправляют в стан и затем длительно, порядка 6 часов, осуществляется прокатка (до следующей перевалки). Снижение скорости прокатки предусмотрено только для режима смены моталки – когда одна моталка полностью заполнена полосой, полосу режут на пониженной скорости и заправляют в другую моталку.

Скорости прокатки полосы в последней клетю на горячих и холодных станах приблизительно одинаковы и составляют порядка 20-25 м/с. Столь высокие значения скорости продиктованы стремлением повысить производительность данных агрегатов. С другой стороны, при аварийном отключении электроприводов при такой высокой скорости возможен обрыв полосы, что наибо-

лее вероятно в последнем межклетьевом промежутке, где полоса имеет наименьшую толщину. Обрыв полосы может привести к ситуации, когда полоса, сложившись вдвое, попадет в межвалковый зазор последней клетки, что приведет к механическому повреждению валков и значительному экономическому ущербу.

В соответствии с разработанными техническими решениями чтобы предотвратить аварийное отключение электроприводов клеток стана при возникновении провала напряжения в питающей сети, требуется, во-первых перевести электропривода клеток в режим торможения с двойным темпом и, во-вторых, применить один из вариантов разработанной усовершенствованной системы управления активным выпрямителем.

Современный электропривод клеток станов горячей и холодной прокатки выполняется на базе синхронных двигателей, питаемых от высоковольтных преобразователей частоты. Мощность прокатных двигателей составляет 8-12 МВт. Допустимый уровень перегрузки порядка 190-200%. Номинальная мощность преобразователя частоты составляет порядка 4 МВт, максимальная – 8 МВт, соответственно питание двигателя осуществляют от двух или трех преобразователей, включенных параллельно.

Дадим описание распространенных вариантов подключения преобразователей частоты к питающей сети. С целью улучшения электромагнитной совместимости преобразователей и сети применяются многопульсные схемы выпрямления – 12-ти или 18-ти пульсные. Питание выпрямителей осуществляется от трансформаторов, напряжения вторичных обмоток которых имеют фазовый сдвиг 30 и 20 градусов, соответственно. Рассмотрим три варианта возможного исполнения. Вариант №1. Используется один трехобмоточный трансформатор, вторичные обмотки которого выполнены по схеме «звезда» и «треугольник» при этом два преобразователя частоты не имеют связи по звену постоянного тока. Вариант №2. Применяются два трансформатора с вторичными обмотками, как в первом варианте. Первичные обмотки этих трансформаторов рассчитаны на половину номинального напряжения сети и соединены последовательно. Преобразователи частоты имеют общее звено постоянного тока. Этот вариант исполнения имеет наилучшие энергетические показатели из трех – эффект 12-ти пульсной схемы выпрямления проявляется в токах первичных и вторичных обмоток трансформаторов, тем самым снижаются потери от протекания токов высших гармоник. В варианте исполнения №1 только ток первичной обмотки имеет гармонический ряд 12-ти пульсной схемы, а токи двух вторичных обмоток содержат гармоники 6-ти пульсной схемы. Вариант №3. Данный вариант реализует 18-ти пульсную схему выпрямления, применяются три трансформа-

тора со специальной группой соединения и три преобразователя частоты, не имеющих связи по звену постоянного тока.

Мощность электропривода стана холодной прокатки составляет порядка 8 МВт. Станы горячей прокатки с целью повышения производительности могут быть укомплектованы электроприводами большей мощности до 12 МВт. Тем самым, на станах горячей прокатки встречается вариант исполнения силовой схемы №3.

Результаты научных исследований были получены для второго варианта схемы исполнения преобразователя частоты [62, 63]. Дадим развитие этих результатов для двух других вариантов 1-го и 3-го. Эти варианты объединяет то, что токи вторичных обмоток содержат гармоники 6-ти пульсной схемы. При широтно-импульсной модуляции активных выпрямителей по закону с удалением выделенных гармоник и 9-ю переключениями за четверть периода будут удалены гармоники со следующими номерами: 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23 и 25. Первыми значимыми гармониками останутся 29 и 31 гармоники. Частоты этих гармоник приблизительно в два раза ниже 59 и 61 гармоник, которые имеют место во втором варианте исполнения. Снижение частоты значимых гармоник потребует пропорционального снижения быстродействия контура тока активного выпрямителя. Кроме того, в сетевом напряжении, по которому в разработанной системе предложено осуществлять предупредительное, также появятся значимые гармоники более низких порядков. Как следствие, при использовании сигнала по напряжению сети потребуются КИХ фильтр, имеющий частоту настройки в два раза ниже. Два указанных фактора отразятся на снижении эффективности подавления токов обратной последовательности при несимметричных провалах напряжения. Следствием этого будет увеличение несимметрии токов, потребляемых из сети, при провале. Тем не менее, ожидается, что если ранее остаточная несимметрия токов составляла порядка 5%, то теперь она составит 15-20%. Такие показатели не являются критическими и можно утверждать, что предлагаемая система управления позволит сохранить устойчивость электропривода при провалах напряжения.

Альтернативным вариантом управления преобразователем при провалах напряжения является разработанный релейно-векторный способ регулирования токов активного выпрямителя [29]. В работе он был описан применительно к 12-ти пульсной схеме выпрямления с последовательным соединением первичных обмоток трансформаторов. Развитие результатов научных исследований релейно-векторного принципа регулирования токов выпрямителя применительно к силовым схемам 1-го и 3-го вариантов приведено ниже. Принципиальным отличием является то, что в этих двух вариантах силовых схем каждый активный выпрямитель потребляет от вторичной обмотки свой ток, при форми-

ровании которого количество базовых векторов (длинных и средних) составило 12 шт., а фазовый сдвиг между ними 30 градусов. Эти показатели имеют место для одного трехуровневого инвертора со средней точкой. В 12-ти пульсной схеме выпрямления с последовательным соединением первичных обмоток трансформаторов (вариант №2) итоговое количество базовых векторов (длинных и средних) составило 24 шт., а фазовый сдвиг между ними 15 градусов. Кроме того, два активных выпрямителя за счет последовательного соединения имеют один и тот же ток. Очевидно, что в два раза большее количество базовых векторов напряжения обеспечивает при той же средней частоте переключения ключей меньшее искажение синусоидальности кривой тока. Таким образом, при использовании силовых схем 1-го и 3-го вариантов показатель качества тока THD будет приблизительно в 2 раза хуже. Тем не менее, что касается быстродействия контура тока, то по предварительной оценке оно сохранится на том же уровне. Это обусловлено следующим – при провале напряжения требуется увеличить активную составляющую тока потребляемого из сети. Регулирование последней осуществляется за счет изменения длины вектора, а не его углового положения, тем самым изменение числа базовых векторов и фазового сдвига между ними не оказывает существенного влияния. В обоих случаях, длина вектора может изменяться в 2 раза за счет перехода от длинных векторов к коротким векторам, таким образом, и длительность переходного процесса при обработке изменения задания активного тока практически не изменится при использовании 1-го и 3-го вариантов силовых схем.

Остановимся подробнее на влиянии несимметрии напряжения сети при провале на несимметрию токов активного выпрямителя при релейно-векторном способе управления. Несимметрия напряжений сети приводит к тому, что траектория движения вектора сети меняется и вместо окружности приобретает форму эллипса. Со стороны активного выпрямителя вектор напряжения может изменять свою длину только дискретно – длинный или короткий вектор. Эллипс характеризуется непостоянством радиуса, который может принимать наибольшее и наименьшее значения. При регулировании тока активного выпрямителя это выразится в том, что в определенные моменты времени соотношение между длительностью включения коротких и длинных векторов будет меняться, а фактическое среднее значение тока будет поддерживаться на заданном уровне. Тем самым, данный способ регулирования обеспечивает высокие показатели по симметричности трехфазной системы токов потребляемых из сети.

Выводы

1. В настоящей работе объектом научных исследований рассматривался высоковольтный частотно-регулируемый электропривод клетки непрерывного стана холодной прокатки. Разработанные технические решения призваны повысить устойчивость электропривода к несимметричным провалам напряжения питающей сети.

2. Анализ технологического режима агрегатов прокатного производства с непрерывным циклом позволил установить, что схожим объектом, для которого также актуальна проблема повышения устойчивости электропривода, является непрерывный широкополосный стан горячей прокатки, а точнее электропривода чистовой группы клетей.

3. Установлено, что электропривод клетей станов горячей прокатки имеет схемотехническое решение подобное станам холодной прокатки, тем не менее, большая мощность прокатных двигателей требует применения схем выпрямления с большей пульсностью – 18-ти пульсной вместо 12-ти пульсной, рассматриваемой в работе.

4. Показано, что указанное отличие вызовет увеличение уровня остаточной несимметрии токов, потребляемых из сети активным выпрямителем при провале напряжения. Несмотря на это, предлагаемая усовершенствованная система векторного управления позволит сохранить устойчивость электропривода – требования по качеству регулирования основных координат будут удовлетворены.

5. Применение разработанных законов релейно-векторного управления активным выпрямителем для 18-ти пульсных схем выпрямления, применяемых на станах горячей прокатки, вызовет некоторое ухудшение гармонического состава тока и рост потерь, обусловленных высшими гармониками. Тем не менее, быстродействие отработки возмущающих воздействий практически не изменится и данный вариант исполнения системы управления активным выпрямителем также рекомендуется для повышения устойчивости электропривода при провалах напряжения.

Заключение

В результате проведения заключительного этапа проекта № 8.8900.2017/БЧ получены следующие научные результаты:

1. Для проведения теоретических исследований устойчивости частотно-регулируемых синхронных электроприводов непрерывного стана холодной прокатки при действии возмущений со стороны системы электроснабжения в виде несимметричных провалов напряжения был разработан имитационно-моделирующий комплекс, включающий в себя для каждой клетки полную структуру электропривода «питающая сеть – активный выпрямитель – инвертор – синхронный двигатель».

2. Система управления электроприводом с симметричной трехуровневой структурой построения выпрямителя и инвертора представляет собой две подсистемы, взаимосвязанные между собой общим звеном постоянного тока. Установлено, что по сравнению с подсистемой управления синхронным двигателем подсистема управления активным выпрямителем обладает большей чувствительностью к качеству напряжения питающей сети.

3. Разработанная методика оценки чувствительности отдельных блоков подсистемы управления активным выпрямителем позволила выстроить блоки в порядке снижения их чувствительности: блок регулирования активной и реактивной составляющих потребляемого тока, блок регулирования напряжения звена постоянного тока, блок балансировки напряжений на конденсаторах, блок синхронизации с вектором напряжения питающей сети.

4. Показано, что среди показателей качества напряжения питающей сети особое значение имеет уровень обратной последовательности напряжения, который значительно увеличивается при возникновении несимметричных провалов напряжения. Установлено, что низкая чувствительность блока синхронизации к уровню обратной последовательности обусловлена тем, что в составе этого блока имеется фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ) и периодом настройки равным 0,02 сек, который эффективно подавляет данное возмущение. В свою очередь, высокая чувствительность блока регулирования токов, вызвана тем, что регулирование осуществляется с помощью пропорционально-интегральных регуляторов в системе координат синхронно вращающейся с вектором сети. Обратная последовательность сетевого напряжения в этой системе координат вызывает значительные пульсации тока с двойной частотой. Применение КИХ фильтра в блоке регулирования токов не целесообразно, поскольку при этом значительно снижается быстродействие контура тока.

5. Разработан способ повышения устойчивости электропривода с векторной системой управления, в котором снижение чувствительности блока ре-

гулирования токов активного выпрямителя осуществляется путем введения дополнительных связей – предупредителя по сетевому напряжению. Это позволяет компенсировать обратную последовательность и значительно снизить пульсации токов и напряжений в звене постоянного тока.

6. Разработан альтернативный вариант исполнения системы управления активным выпрямителем с релейно-векторном законом регулирования, который позволяет сохранить устойчивость электропривода при несимметричных провалах напряжения. Использование релейных регуляторов совместно со специально сформированной таблицей переключения базовых векторов напряжения позволяет ограничить динамическую ошибку регулирования по току в пределах ширины петли гистерезиса регуляторов, в том числе в режиме провала напряжения.

7. Разработан способ сохранения устойчивости технологического процесса на стане холодной прокатки при возмущениях со стороны питающей сети. Идея способа заключается в том, что при провале напряжения стан переводится в режим торможения, выход из которого при восстановлении питающего напряжения осуществляется по специальному алгоритму.

8. Разработано устройство динамического восстановления провалов напряжения, применение которого позволяет сохранить нормальный режим работы для группы электроприводов, не меняя при этом их структуру и законы управления.

9. Выполненные на имитационно-моделирующем комплексе теоретические исследования показали высокую эффективность разработанных способов повышения устойчивости электроприводов и принципов сохранения безаварийности технологического режима работы на стане холодной прокатки при провалах напряжения.

10. Выполнен анализ возможности применения результатов научных исследований на подобных агрегатах прокатного производства. Разработанные технические решения рекомендуются для повышения устойчивости частотно-регулируемых электроприводов чистой группы клеток непрерывного широкополосного стана горячей прокатки.

Список использованной литературы

1. Храмшин Т.Р. Математическая модель активного выпрямителя в несимметричных режимах работы / Т.Р. Храмшин, Д.С. Крубцов, Г.П. Корнилов // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. –2014. – Т. 1, №2. – С. 3-9.
2. Храмшин, Т.Р. Математическая модель силовой схемы главных электроприводов прокатных станов / Т.Р. Храмшин, Д.С. Крубцов, Г.П. Корнилов // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. – 2014. – №1. – С. 3 – 7.
3. Пронин, М.В. Силовые полностью управляемые полупроводниковые преобразователи (моделирование и расчет) / М.В. Пронин, А.Г. Воронцов – СПб: «Электросила», 2003. – 172 с.
4. Храмшин Т.Р. Математическая модель силовой схемы мощного СТАТКОМа / Т.Р. Храмшин, И.Р. Абдулвелеев, Г.П. Корнилов // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. –2015. – Т. 2, №1. – С. 38-46.
5. Брованов, С.В. Многоуровневые полупроводниковые преобразователи частоты с емкостным делителем напряжения для автономных систем генерирования электрической энергии: дис. ... доктора техн. наук / С.В. Брованов. – Новосибирск, 2012. – 452 с.
6. Храмшин, Т.Р. Оценка гармонического состава напряжения сети при работе активных выпрямителей большой мощности / Т.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, Д.С. Крубцов // Труды международной пятнадцатой научно-технической конференции «Электроприводы переменного тока». Екатеринбург. - 2012. - С. 157-160.
7. Храмшин, Т.Р. Повышение устойчивости мощных активных выпрямителей при провалах напряжения / Т.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, Д.С. Крубцов // Труды VIII Международной (XIX Всероссийской) конференции по автоматизированному электроприводу АЭП-2014 Саранск. - 2014. - Т2. - С334-338.
8. Khramshin, T.R. Electromagnetic Compatibility of High Power STATCOM in Asymmetrical Conditions / T.R. Khramshin, I.R. Abdulvelev, G.P. Kornilov, D.S. Krubcov // 2015 International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). Proceedings. Omsk State Technical University. Russia, Omsk, 2015. – Pp. 1 – 6. DOI: 10.1109/SIBCON.2015.7146966.
9. Храмшин, Т.Р. Методы широтно-импульсной модуляции мощных активных выпрямителей при несимметрии напряжения / Т.Р. Храмшин, Д.С. Крубцов, Г.П. Корнилов // Машиностроение: сетевой электронный научный журнал. – 2014. – №4. – С. 7 – 13.

10. Усынин, Ю.С. Теория автоматического управления: учебное пособие для вузов / Ю.С. Усынин. – Челябинск: Издательский центр ЮУрГУ, 2010. – 176 с.
11. Брованов, С.В. Методика расчета энергетических показателей качества преобразования энергии в трехуровневом инверторе напряжения / С.В. Брованов // Научный вестник НГТУ. – 2009. – №3(36). – С. 131–142.
12. Брованов, С.В. Энергоэффективный алгоритм управления многоуровневым полупроводниковым преобразователем в условиях небаланса напряжений конденсаторов / С.В. Брованов, С.А. Харитонов, М.А. Дыбко // Тезисы Електродинамса. Темат. вип. Силова електронша та енергоефективнють. – 2011. – Вып. 1. – С. 119–126.
13. Nabae, A. A New neutral-point-clamped PWM inverter / A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi // IEEE Transactions on Industrial Applications. – 1981. – vol. IA– 17, iss. 5. – pp. 518–523.
14. Hingorani N.G., Gyugi L. Understanding FACTS. Concepts and Technology of Flexible AC Transmission Systems, New York: IEEE Press, 1999. 432 p.
15. Holmes, D.G. Pulse width modulation for power converters: principles and practice / D.G. Holmes, T. Lipo. – 1st ed. New York: Wiley-IEEE Press, 2003. – 724 p.
16. Busquets-Monge, S. The nearest three virtual space vector PWM – A modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three-level npc inverter / S. Busquets-Monge, J. Bordonau, D. Boroyevich, S. Somavilla // IEEE Power Electronics Letters. – 2004. – vol. 2, № 1. – pp. 11–15.
17. Патент РФ на полезную модель №168787, МПК H02M 7/483, H02M 7/487, H02M 7/53846, H02M 7/5395. Устройство управления трехфазным трехуровневым инвертором напряжения с фиксированной нейтральной точкой / Т.Р. Храмшин, Р.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, И.Р. Абдулвелеев // БИПМ - 2017. №6.
18. Busquets-Monge, S. Closed-loop control of a three-phase neutral-point-clamped inverter using an optimized virtual-vector-based pulse-width modulation / S. Busquets-Monge, J.D. Ortega, J. Bordonau, J.A. Beristain, J. Rocabert // IEEE Trans. Ind. Electron. – 2008. – vol. 55, № 5. – pp. 2061–2071.
19. Yamanaka, K., Yamada, K., Kumagae, A., Terada, T. Three-level neutral point clamping type inverter circuit. US Patent 06 226 192, May 2001.
20. Bocker, J. High dynamic control of a three-level voltage-source-converter drive for a main strip mill / J. Bocker, J. Janning and H. Jebenstreit // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2002. - vol. 49, №. 5. - pp. 1081-1092.
21. Корнилов, Г.П. Моделирование электротехнических комплексов металлургических предприятий: учеб. пособие. / Г.П. Корнилов, А.А. Никола-

ев, Т.Р. Храмшин и др. – Магнитогорск: Изд-во Магнитогорск. гос. техн. ун-та. им. Г.И. Носова. – 2014. – 239 с.

22. Слежановский, О.В. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.

23. Вейнгер, А.М. Регулируемый синхронный электропривод / А.М. Вейнгер – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 224 с.

24. Храмшин Т.Р. Электромагнитная совместимость мощного СТАТ-КОМа при несимметричных режимах работы питающей сети / Т.Р. Храмшин, И.Р. Абдулвелеев, Г.П. Корнилов // Электротехника: сетевой электронный научный журнал. – 2015. – Т. 2, №2. – С. 40-46.

25. Дорф, Р. Современные системы управления / Р. Дорф, Р. Бишоп. Пер. с англ. Б.И. Копылова. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2002. – 832 с.

26. Храмшин Т.Р. Обеспечение электромагнитной совместимости мощных электротехнических комплексов / Т.Р. Храмшин, И.Р. Абдулвелеев, Г.П. Корнилов // Вестник Южно-Уральского государственного университета. Серия "Энергетика". – 2015. – № 1. – С. 82-93.

27. Ефимов, А.А. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока (теория, математическое моделирование, управление): дис. ... д-ра техн. наук: 05.09.03, 05.09.12 / А.А. Ефимов. – Новоуральск, 2002. – 412 с.

28. Патент РФ на полезную модель №166500, МПК В21В 37/00. Система автоматического управления непрерывного широкополосного стана холодной прокатки / Т.Р. Храмшин, Р.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов // БИПМ - 2016. №33.

29. Патент РФ на изобретение № 2699374, МПК Н02М 5/451, Н02М 7/483, Н02М 7/758, Н02Р 21/00, Н02Р 27/12, Н02Р 27/14, Н02Н 7/10. Устройство управления высоковольтным преобразователем частоты / Т.Р. Храмшин, Р.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов // БИПМ - 2019. №25.

30. Патент РФ на полезную модель №153407, МПК Н02Н 3/06, Н02J 9/06. Устройство динамического восстановления провалов напряжения для ответственного потребителя электрической энергии / Т.Р. Храмшин, Р.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, И.Р. Абдулвелеев // БИПМ - 2015. №20.

31. Заявка на изобретение № 2019135537, 05.11.2019. Система управления режимом напряжений в распределительной сети переменного тока / Т.Р. Храмшин, Р.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, О.В. Газизова, А.А. Бунин.

32. Патент РФ на полезную модель №139058, МПК Н02М 5/40. Преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов / Т.Р.

Храмшин, А.С. Карандаев, Р.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, А.А. Мурзиков // БИПМ - 2014. №10.

33. Патент РФ на полезную модель №139882, МПК H02J 9/00, H02J 9/06. Преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов / Т.Р. Храмшин, А.С. Карандаев, Р.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, Р.Р. Галлямов // БИПМ - 2014. №12.

34. Патент РФ на полезную модель №143642, МПК H02J 9/00, H02J 9/06, H02M 5/00. Высоковольтный преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов / Т.Р. Храмшин, Р.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, Д.С. Крубцов // БИПМ - 2014. №21.

35. Патент РФ на полезную модель №147099, МПК H02J 9/00, H02J 9/06. Преобразователь частоты для электропривода ответственных механизмов / Т.Р. Храмшин, Р.Р. Храмшин, Р.Р. Галлямов, Г.П. Корнилов, А.А. Мурзиков // БИПМ - 2014. №30.

36. Автоматизированное управление процессом прокатки: Учеб. пособие / А.А. Восканьянц; Московский гос. техн. ун-т им. Н.Э.Баумана – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010. стр.50-54.

37. Патент РФ на изобретение №2065790, МПК B21В 37/18. Система "тонкого" регулирования толщины полосы на непрерывном стане холодной прокатки / П.Н. Голованов, В.Н. Ботов, А.А. Корытин, В.Н.Санников // Оpubл. 27.08.1996.

38. Патент РФ на полезную модель №157682, МПК H02M 5/458. Высоковольтный преобразователь частоты большой мощности с активными выпрямителями // Т.Р. Храмшин, Р.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, Д.С. Крубцов // БИПМ - 2015. №34.

39. Патент РФ на полезную модель №161102, МПК H02M 7/00, H02M 7/217. Трехфазный активный выпрямитель напряжения // Т.Р. Храмшин, Р.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, Д.С. Крубцов, И.Р. Абдулвелеев // БИПМ - 2016. №10.

40. Шрейнер, Р.Т. Прогнозирующее релейно-векторное управление активным выпрямителем напряжения / Р.Т. Шрейнер, А.А. Ефимов, Г.С. Зиновьев // Электротехника. – 2001. – № 12. – С. 47–52.

41. Виноградов А.Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / А.Б. Виноградов. – Иваново: ГОУВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В.И. Ленина», 2008. – 298 с.

42. Шрейнер, Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты / Р.Т. Шрейнер – Екатеринбург: УРО РАН, 2000. – 654 с.

43. Патент РФ на изобретение № 2662151, МПК H02P 21/00, H02P 21/30. Устройство прямого управления моментом синхронного двигателя / Т.Р. Храмшин, Р.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов // БИПМ - 2018. №21.
44. Messaif, I. Performances of DTC system fed by a three-level NPC VSI / I. Messaif, E. M. Berkouk, N. Saadia // 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives Istanbul, Turkey, 13-17 May 2013. p. 1471-1476.
45. Damiano, A. An Improved Multilevel DTC Drive / A. Damiano, G. Gatto, I. Marongid, A. Perfetto. 2001, IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference. vol. 3, p. 1452 – 1457.
46. Патент РФ на изобретение №2467462 МПК H02M 7/217. Трехфазный активный выпрямитель / А.Е. Козярук, Б.Ю. Васильев, А.О. Свиреденко // БИПМ - 2012. №32.
47. Авторское свидетельство СССР № 1775793, МПК H02J 3/00, H02J 9/06. Устройство для электроснабжения нагрузки // А.С. Болигузов, Г.Т. Рябов, В.И. Свешников, В.В. Фадеев, В.В. Юрков // Оpubл. 15.11.1992.
48. Авторское свидетельство СССР № 1807545, МПК H02J 3/00, H02J 9/06. Устройство для электроснабжения нагрузки // А.С. Болигузов, Г.Т. Рябов, В.И. Свешников, В.В. Фадеев, В.В. Юрков // Оpubл. 07.04.1993.
49. Патент РФ на изобретение №2631873, МПК H02J 3/12, G05F. Система управления режимом напряжений в распределительной электрической сети / Л.В. Яковлев, А.П. Щербаков, Д.И. Догадкин, С.А. Панфилов // БИПМ - 2017. №28.
50. Патент РФ на полезную модель № 151864, МПК H02J 9/06. Система электроснабжения собственных нужд электростанции // Р.Р. Галлямов, Г.П. Корнилов, Т.Р. Храмшин, Р.Р. Храмшин // БИПМ - 2015. №11.
51. Патент РФ на полезную модель №53515, МПК H02M 5/40. Вентильно-индукторный электропривод // В.Н. Остриров, Д.Е. Корпусов, В.Ф. Козаченко, А.М. Русаков // БИПМ - 2006. №13.
52. Лазарев, Г.Г. Высоковольтные преобразователи для частотного регулируемого электропривода. Построение различных систем // Новости электротехники. 2005. №2 (32).
53. Патент РФ на полезную модель №32333, МПК H02P 5/00. Устройство для регулирования частоты напряжения питания электродвигателей переменного тока // С.Н. Станкевич, Ю.А. Крылов // БИПМ - 2003. №25.
54. Патент РФ на полезную модель №120294, МПК H02M 5/40. Преобразователь частоты для электропривода непрерывного действия // А.С. Карандаев, Т.Р. Храмшин, Р.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, А.А. Мурзилов, В.Н. Медведев // БИПМ - 2012. №25.

55. Храмшин, Т.Р. Исследование воздействия активных выпрямителей большой мощности на питающую сеть / Т.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов, А.А Николаев и др. // Вестник ИГЭУ. – 2013. - №1. – С. 80-83.

56. Крубцов, Д.С. Способы управления активными выпрямителями главных электроприводов прокатных станов / Д.С. Крубцов, Т.Р. Храмшин, Г.П. Корнилов / Материалы 71-й межрегиональной научно-технической конференции «Актуальные проблемы современной науки, техники и образования» МГТУ им. Г.И.Носова. - 2013. - С. 3-6.

57. Крубцов, Д.С. Повышение устойчивости активных выпрямителей электроприводов прокатных станов к несимметрии питающего напряжения // Электротехнические системы и комплексы. - 2017. - №2(35). - С. 19-24.

58. Храмшин Т.Р. Оценка методов широтно-импульсной модуляции напряжения активных выпрямителей прокатных станов / Т.Р. Храмшин, Д.С. Крубцов, Г.П. Корнилов // Машиностроение: сетевой электронный научный журнал. –2013. – №2. – С. 48-52.

59. T. R. Khramshin, G. P. Kornilov and R. R. Khramshin, "A Novel Neutral Point Potential Stabilization Technique for Three-Level Inverter-Fed Direct Torque Control of Synchronous Motor," *2018 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*, Moscow, Russia, 2018, pp. 1-6.

60. I. R. Abdulvelev, T. R. Khramshin, G. P. Kornilov, "Novel Hybrid Cascade H-Bridge Active Power Filter with Star Configuration for Nonlinear Powerful Industrial Loads," *2018 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*, Moscow, Russia, 2018, pp. 1-7.

61. I. R. Abdulvelev, T. R. Khramshin, G. P. Kornilov, "Comparison of capacitor voltages balancing methods for cascaded H-Bridge STATCOM," *2017 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*, St. Petersburg, 2017, pp. 1-6.

62. T.R. Khramshin, G.P. Kornilov, R.R. Khramshin, "Three-Level Inverter-Fed Direct Torque Control of the Synchronous Motor," *Procedia Engineering*, Volume 206, 2017, pp. 1787-1793.

63. V.V. Shokhin, O.V. Permyakova, T.R. Khramshin, A.L. Karyakin, "Analyzing the DTC system structure with the help of modeling," *2019 International Ural Conference on Electrical Power Engineering, UralCon 2019*, Chelyabinsk, Russia, 2019, pp. 341-346.